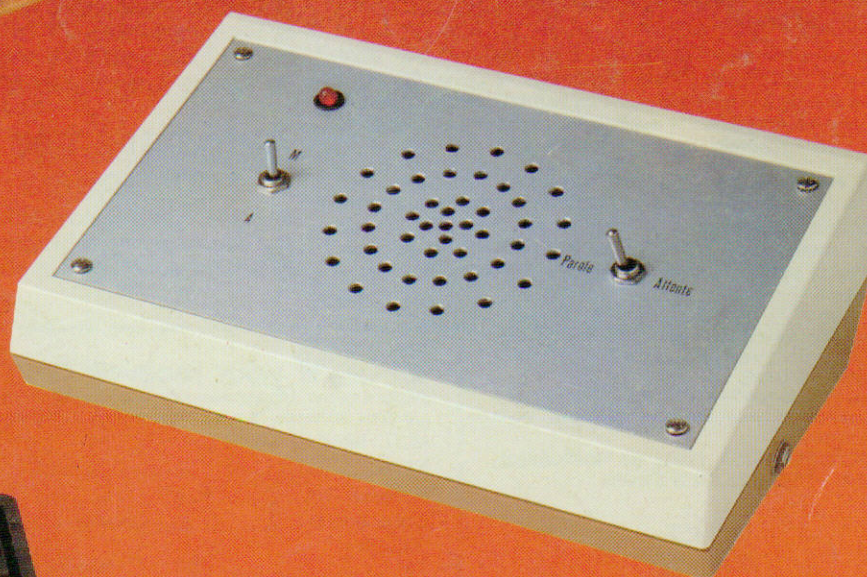
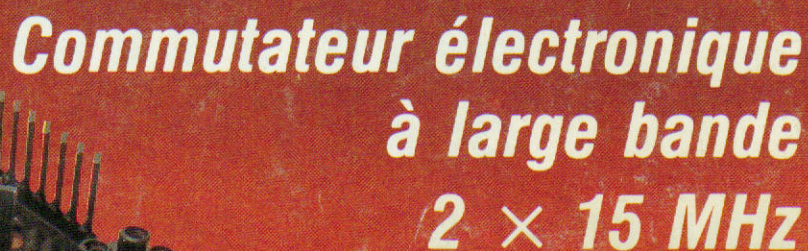




économique

Vers une standardisation des composants

C'est un vœu que vous avez été nombreux à formuler en réponse à notre enquête.
La liste qui suit est une sélection de produits que nous avons effectuée parmi le matériel proposé par divers constructeurs; ces composants seront utilisés en priorité par les collaborateurs de la revue pour la réalisation de leurs maquettes. Nous souhaitons que ces composants deviennent courants chez vos distributeurs habituels et qu'ainsi, vos problèmes d'approvisionnement soient en partie résolus.
Cette liste n'est pas limitative et se verra complétée ultérieurement.

TRANSISTORS Petite puissance

	NPN	PNP
Bottier plastique	BC 237 BC 414	BC 307 BC 416 (faible bruit)
Bottier métal	2 N 2222 2 N 1711 2 N 2369	2 N2 907 2 N 2905 A

Moyenne puissance

	NPN	PNP
TO220	BD 241 B ou C	BD 242 B ou C
TO220 Darlington	BDX 53 C	BDX 54 C

Puissance

	NPN	PNP
Métal TO3	2 N 3055	BDX 18
Plastique Darlington TOP3	BDV 65 B	BDV 64 B

FET usage général

Canal N	2 N 4416
---------	----------

PONTS REDRESSEURS

B 8C C 1000	Thomson	80 V 1 A
BD 37931	Thomson	400 V 25 A
BY 164	RTG	120 V 1,2 A
B 80 C 1500	ITT	80 V 1,5 A
B 250 C 1500	ITT	250 V 1,5 A
B 80 C 5000 - 3000	ITT	80 V 3,3 A

pour ITT équivalent en Siemens.

DIODES DE REDRESSEMENT

N 4001 à 4007

DIODE SIGNAL

1 N 4148
1 N 914
Toutes marques

DIODE FORTE INTENSITE

BY 251 Thomson

CONDENSATEURS

Film plastique

1nF à 1µF série MKH Siemens

Chimiques

1 à 1000 µF 63 V ITT, Siemens

POTENTIOMETRES AJUSTABLES

Piher horizontal

BUZZER

Sonitron
Type SM2 A 1,5 à 28 V 2500 Hz. Fixation sur CI.

AFFICHEURS 7 SEGMENTS

Tous ces afficheurs sont compatibles broche à broche. Cette liste a été établie d'après des documents Siemens.

	ANODES COMMUNES		CATHODES COMMUNES	
	Rouge	Vert	Rouge	Vert
Siemens	HD 1131 R	HD 1131 G	HD 1133 R	HD 1133 G
Texas	TIL 701	TIL 717	TIL 702	TIL 718
Litronix	DL 507	DLG 507	DL 500	DLG 500
Monsanto	MAN 6760		MAN 6780	
Fairchild	FND 507	FND 537	FND 500	FND 530
AEG	CQY 91 A	CQY 92 A	CQY 91 K	CQY 92 K
IEE	LRT 1826 R	LRT 1826 G	LRT 1827 R	LRT 1827 G
H Packard	HDSP 5301	HDSP 5801	HDSP 5303	HDSP 5803

REGULATEURS DE TENSION

Positifs

	+ 5 V	+ 6 V	+ 12 V	+ 15 V
500 mA	µA 78 M 05UC	µA 78 M 06UC	µA 78 M 12UC	µA 78 M 15UC
Bottier TO220				

Tous équivalent en N.S. Motorola Signetics Texas.

Négatif

	- 5 V	- 6 V	- 12 V	- 15 V
500 mA	µA 79 M 05AUC	µA 79 M 06AUC	µA 79 M 12AUC	µA 79 M 15AUC
Bottier TO220				

RELAIS alimentation continue

Pouvoir de coupure 8 A en alternatif 250 V

1 RT

6 V

SIEMENS réf. V 23027 B0001 A 101.
OMRON réf. G2 L 113 PV 6 DC.
RAPA réf. 014 19 001.

12 V

SIEMENS réf. 23027 B0002 A 101.
OMRON réf. G2 L 113 PV12 DC.
RAPA réf. 014 12 001.

2 RT

6 V

SIEMENS réf. V 23037 A0001 A 101.
OMRON réf. G2 R 212 P 6 DC.
RAPA réf. 017 22.002.

12 V

SIEMENS réf. V 23037 A0002 A 101.
OMRON réf. G2R 212 P 12 DC.
RAPA réf. 017 15 002.

Relais encombrement DIL

OMRON

6 V réf. G2 E (rouge).

12 V réf. G2 E (bleu).
pourvoir de coupure 2A.

SOMMAIRE

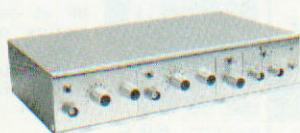
N° 427
JUIN 1982

RÉALISATIONS

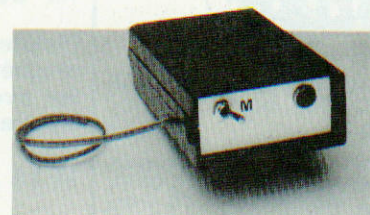
19 Carte de transcodage
pour le tuner TV
multistandard



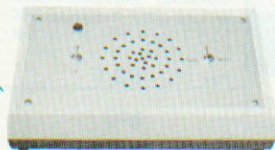
29 Préamplificateur UHF



33 Commutateur
 2×15 MHz
pour oscilloscope

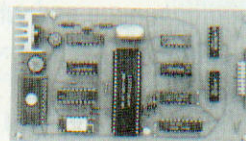


59 Relais vocal



69 Interphone

71 Carte μ Processeur
compatible
ZX 81



87 Thermostat pour
chauffage électrique

TECHNIQUE

81 Les
autotransformateurs
variables

Ce numéro comporte
deux encarts numérotés
Fiches « composants » 51, 52, 57, 58
Eurelec 53, 54, 55, 56



DIVERS

Ont participé à ce numéro :
M. Barthou, M. Bilbille,
J. Ceccaldi, C. Couillec,
F. De Dieuleveult,
P. Gueulle, F. Jongbloët,
E. Lemery, P. Patenay,
R. Rateau, J. Sabourin,

47 4^e Salon du
radiomodélisme

31
64 } Informations
nouveau

80 Page circuits imprimés



Carte de transcodage

pour la platine

TV multistandard

Temps 

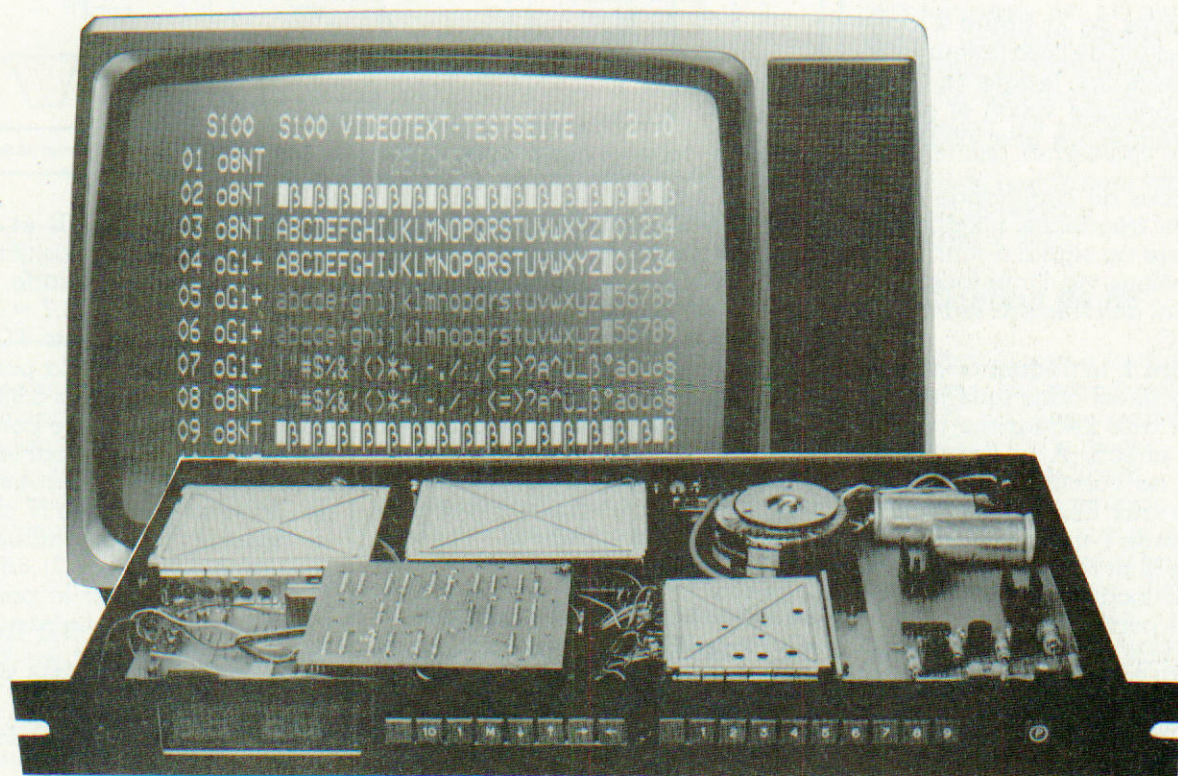
Difficulté 

Dépense 

Systeme SDA 210 Siemens

Nous avons donc vu dans notre précédent numéro que la ROM du SDA 2010 contient toutes les informations nécessaires à l'accord d'un sélecteur HF sur les canaux des standards B et G. Bien heureusement les fréquences des porteuses vision sont identiques pour les 49 canaux UHF des standards G, I et L. Par modification ou commutation des filtres au niveau de la platine FI et sans changement du nombre N chargeant le PLL, le système est alors capable d'interpréter correctement les signaux des normes G, I et L.

L'article de ce mois, propose l'étude de la carte de transcodage dont nous avons parlé en fin du précédent article.



Le tableau de la figure 1 rend compte des possibilités de réception d'un tel système dont la réalisation est parue dans le précédent numéro.

Standards B et G

Toutes bandes - fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation négative, fréquence intermédiaire son + 33,4 MHz, modulation de fréquence.

Standards L et L'

VHF bande III - fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation positive, fréquence intermédiaire son + 32,4 MHz, modulation d'amplitude.

Standard I - UHF

Fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation négative, fréquence intermédiaire son + 32,9 MHz, modulation de fréquence.

Cette analyse montre que seules les émissions en VHF bande I au standard L' ne peuvent être décodées. En effet le sens du canal est inversé, et la conservation des valeurs de fréquence intermédiaire adoptées en bande III impliquerait une valeur de la fréquence de l'oscillateur local voisine de 10 MHz.

La carte de transcodage que nous avons conçue pallie cette impossibilité de réception des émissions bande I norme L'. Cette carte n'est qu'un palliatif et ne peut en aucun cas passer pour une solution industrielle. Il est bien évident que lorsqu'un circuit est commandé à plusieurs millions d'exemplaires, la ROM peut être modifiée.

Les tableaux de la figure 2 montrent: la position de l'oscillateur local dans les divers cas, le sens du canal entre les porteuses vision et son et entre les fréquences intermédiaires vision et son.

Les courbes de commande automatique de fréquence juxtaposées sont relatives au signal à fournir au microcontrôleur via l'interface. Ces signaux sont délivrés par le module ST8002 RTC.

A la figure 1, la fréquence de l'oscillateur local est dans tous les cas supérieure aux fréquences porteuses vision et son. A la figure 2, la fréquence de l'oscillateur local est supérieure aux fréquences à recevoir en bande I uniquement. Pour les bandes III et IV, la fréquence de l'oscillateur local est inférieure aux fréquences porteuses.

Dans le cas de la bande I et des normes B et L', le sens des canaux étant inversé, on obtient deux fréquences intermédiaires vision différentes: 32,7 pour L' et 37,7 pour B.

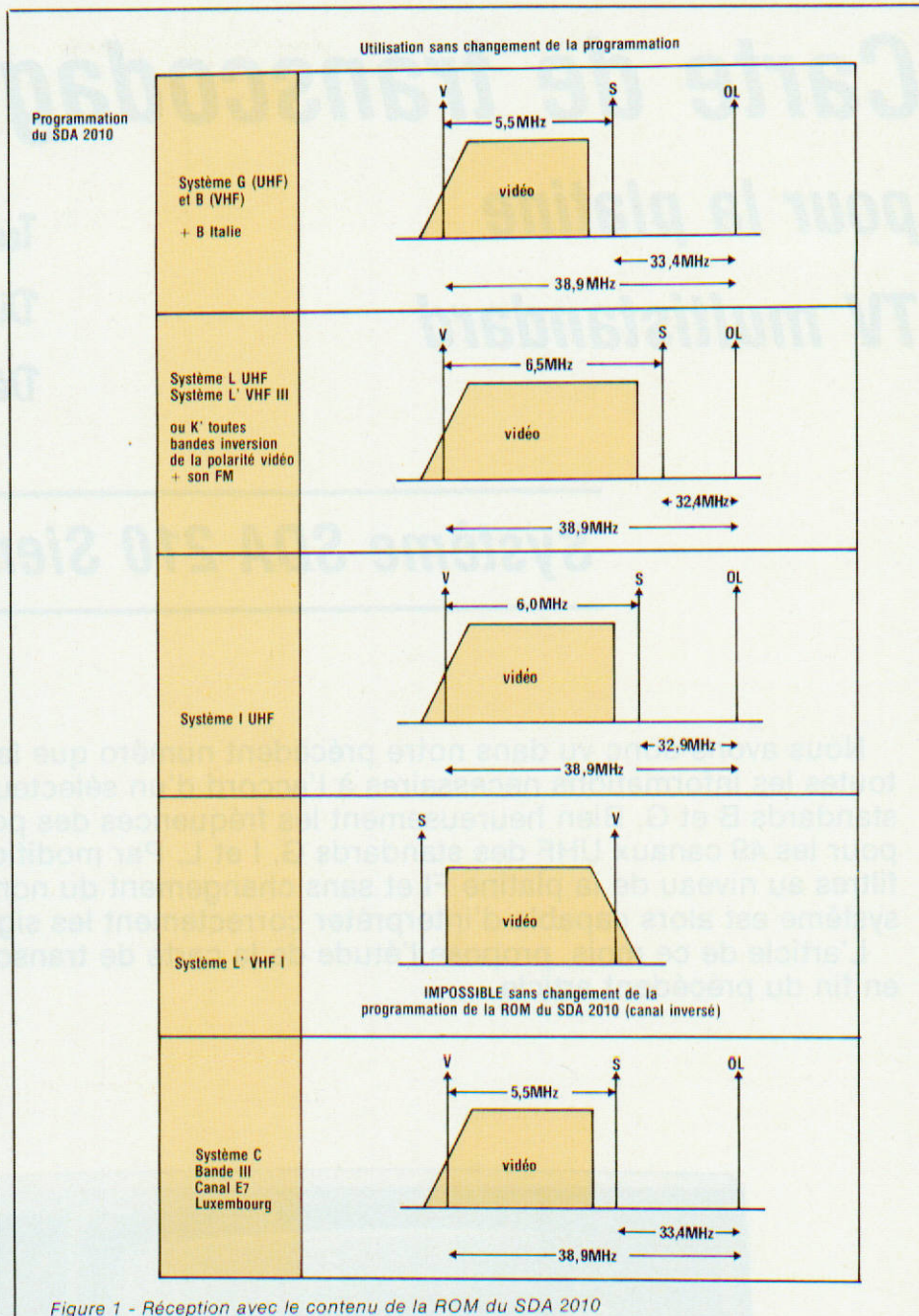


Figure 1 - Réception avec le contenu de la ROM du SDA 2010

Pour toutes les autres bandes et autres standards, la fréquence intermédiaire vision vaut 32,7 MHz. Cette FIV correspond à la valeur recommandée par le SCART pour les récepteurs TV aux normes françaises. Le tableau de la figure 2 récapitule les différentes valeurs de FI obtenues, le type de modulation du son, la fréquence son du canal adjacent inférieur et la fréquence vision du canal adjacent supérieur.

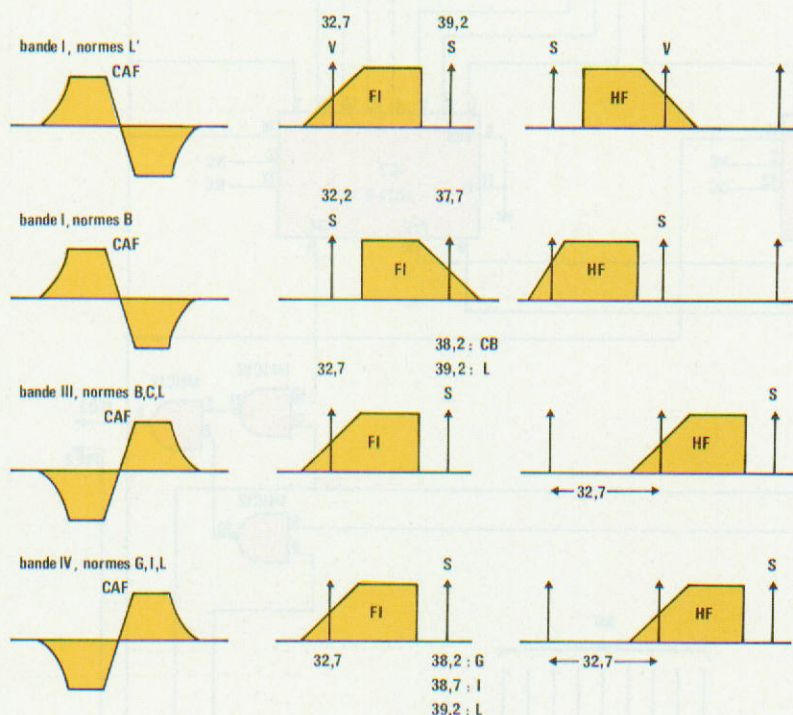
Le décalage de la position de l'oscillateur local

On est donc conduit, pour passer de la figure 1 à la figure 2, à décaler la position de l'oscillateur local uni-

quement en bande III et en UHF, bandes IV et V. La position de l'OL ne change pas en bande I. Ce décalage vaut $38,9 + 32,7 = 71,6$ MHz puisque dans un cas l'OL est à 38,9 MHz à droite de la porteuse vision et dans l'autre cas à 32,7 MHz à gauche de cette même porteuse. Le système étant asservi par le synthétiseur de fréquence, il nous suffit donc de diminuer le nombre N, chargeant le diviseur programmable, d'une constante K valant: $71,6/f$ pas soit 71,6 MHz divisé par le pas du synthétiseur: 125 kHz. Le résultat exact de la division donne 572,8. Le diviseur ne pouvant être programmé qu'avec un nombre entier, on prend $K = 573$ et, comme dans le cas précédent — FI de 38,9 MHz — il sub-

Normes d'émissions	L	L'	B bande I	B bande III	G	I	C
FI vision (MHz)	32,7	32,7	37,7	32,7	32,7	32,7	32,7
FI son (MHz)	39,2	39,2	32,2	38,2	38,2	38,7	38,2
Type de modulation son	AM	AM	FM	FM	FM	FM	AM
Fréquence son Canal adjacent inférieur	31,2	31,2	39,2	31,2	30,2	30,7	31,2
Fréquence vision Canal adjacent supérieur	40,7	40,7	30,7	39,7	40,7	40,7	39,7

Figure 2 - Réception avec modification du contenu de la ROM.



siste un léger décalage entre la fréquence théorique souhaitée et la fréquence synthétisée. Nous verrons que dans tous les cas, l'écart vaut 50 kHz et, inférieur à la valeur du pas, il ne peut être réduit.

Schéma de principe de la carte de transcodage

Le schéma de principe de la carte est représenté à la figure 3. Rappelons que la liaison microcontrôleur-PPL se compose d'un bus de 3 lignes notées IFO, PLE, CPL.

CPL: pin 9 du μC , vers pin 7 du PLL;
IFO: pin 8 du μC , vers pin 8 du PLL;

PLE: pin 35 du μC , vers pin 10 du PLL.

Le diagramme des temps, lors d'un transfert d'informations du microcontrôleur vers le PLL est représenté par les trois premières lignes du schéma de la figure 4. Tous les périphériques du microcontrôleur reçoivent simultanément les lignes IFO: informations sérialisées et CPL: impulsion d'horloge. Chaque périphérique reconnaît un message lui étant adressé grâce à une troisième ligne; pour la PLL: PLE program latch enable — validation et stockage de N dans le PLL —. La sortie PLE du microcontrôleur passe donc à 1 dès qu'une série de 16 informations est transmise. L'informa-

tion — état de la sortie IFO — est analysée sur les fronts montants de l'horloge CPL.

CPL

La sortie CPL délivre les impulsions d'horloge, par paquet de 8 bits (8048). Les deux premiers paquets sont utilisés pour le chargement de N1 dans le PLL et les troisième et quatrième pour le chargement des données d'affichage dans le SDA2124. L'intervalle de temps, noté tx sur le schéma de la figure 4, séparant les 3^e et 4^e paquets diffère selon le mode d'affichage: programme ou programme et canal. Cet intervalle est minimum lorsque le seul numéro de programme est affiché.

PLE et EDI

Nous avons vu que chaque périphérique « sait » que l'on s'adresse à lui grâce à une ligne supplémentaire. Les sorties PLE et EDI constituent deux de ces lignes, la première destinée au PLL et la seconde au décodeur SDA2124.

IFO

Sortie information: 16 bits en série. Dans le cas du PLL les 16 bits se décomposent de la manière suivante: une information de bande grâce aux trois bits les plus significatifs et un nombre entier N1 codé en binaire sur les treize bits les moins significatifs. Rappelons que la fréquence de l'oscillateur local est donnée par la relation:

$$f_{OL1} \text{ (MHz)} = N1/8.$$

Modification de N1

Conformément à la théorie énoncée dans les paragraphes précédents, N1 doit être modifié en N2 valant N1-573. On a alors:

$$f_{OL2} = N2/8 = (N1-573)/8.$$

L'opération somme ou différence ne peut se faire sur le nombre en série. Dans un premier temps, il sera donc nécessaire de disposer des 16 bits en parallèle, d'effectuer l'opération sur les treize bits les moins significatifs et d'associer les trois bits les plus significatifs au résultat. Dans un deuxième temps, le nouveau nombre de 16 bits sera sérialisé pour alimenter le PLL.

La différence

Il n'existe pas de circuits logiques

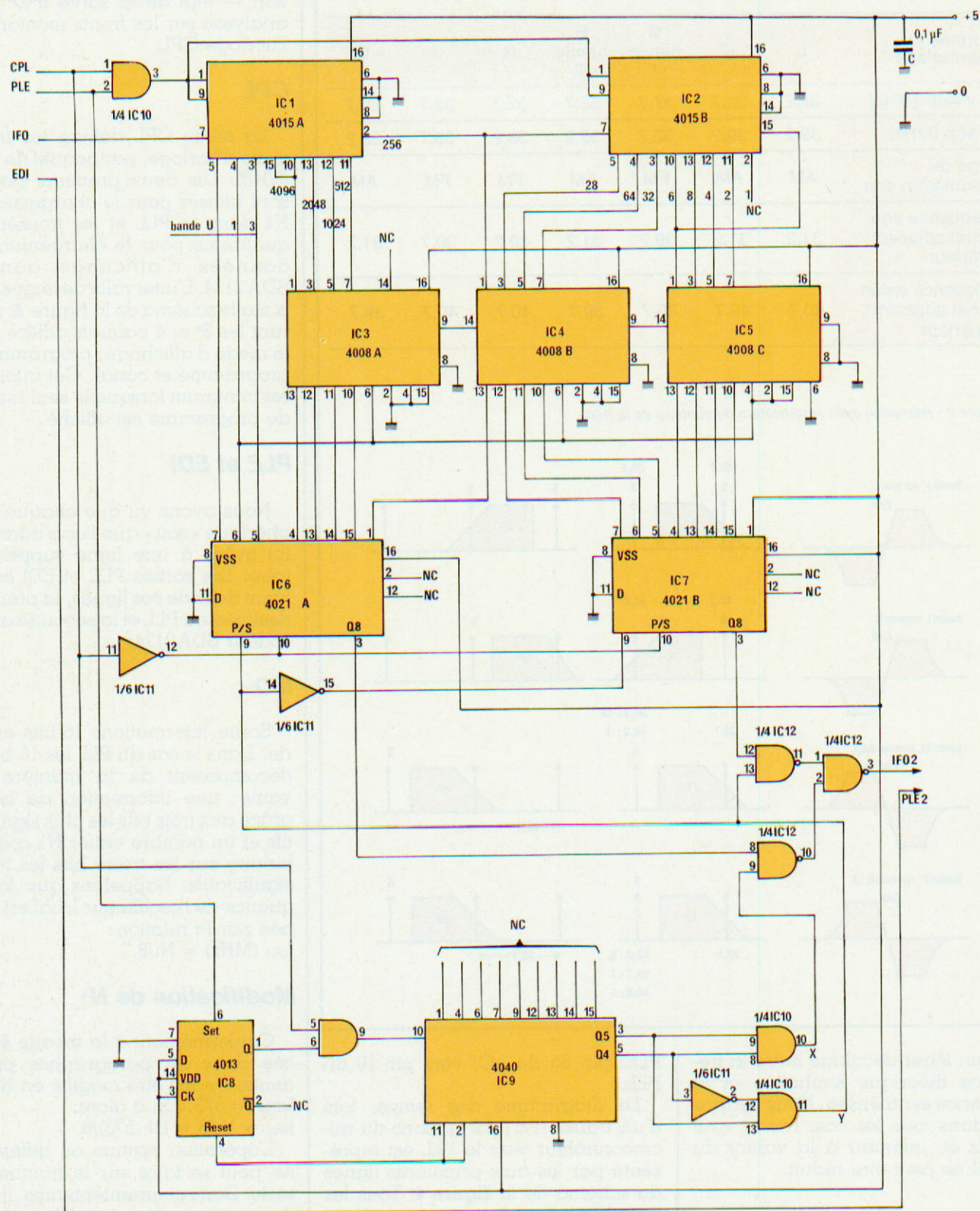


Figure 3 - Schéma de principe de la carte de transformation.

soustracteur car les additionneurs sont capables de résoudre les deux opérations: $\pm$.

En effet en binaire on a: $N_1 - 573 = N_1 + \text{complément à 2 de } 573$. Le complément à 2 d'un nombre entier se détermine aisément. L'énoncé suivant n'est pas une démonstration mais plutôt une recette permettant d'aboutir rapidement au résultat.

Après avoir décomposé le nombre en binaire, on parcourt le résultat du bit le moins significatif au bit le plus significatif. Le premier « 1 » que l'on rencontre détermine la longueur du mot conservé. Les bits suivants s'obtiennent par inversion des bits correspondants du mot à complémenter.

Exemple: cherchons le complément à 2 de 408 qui s'écrit en binaire:

$408 = 0 \times 1 + 0 \times 2 + 0 \times 4 + 1 \times 8 + 1 \times 16 + 0 \times 32 + 0 \times 64 + 1 \times 128 + 1 \times 256$ soit, avec le bit le moins significatif à gauche:

$408 = 000110011$, et le complément à 2

$C(408) = 000101100$.

Au cours de l'opération, les deux nombres devront être exprimés dans

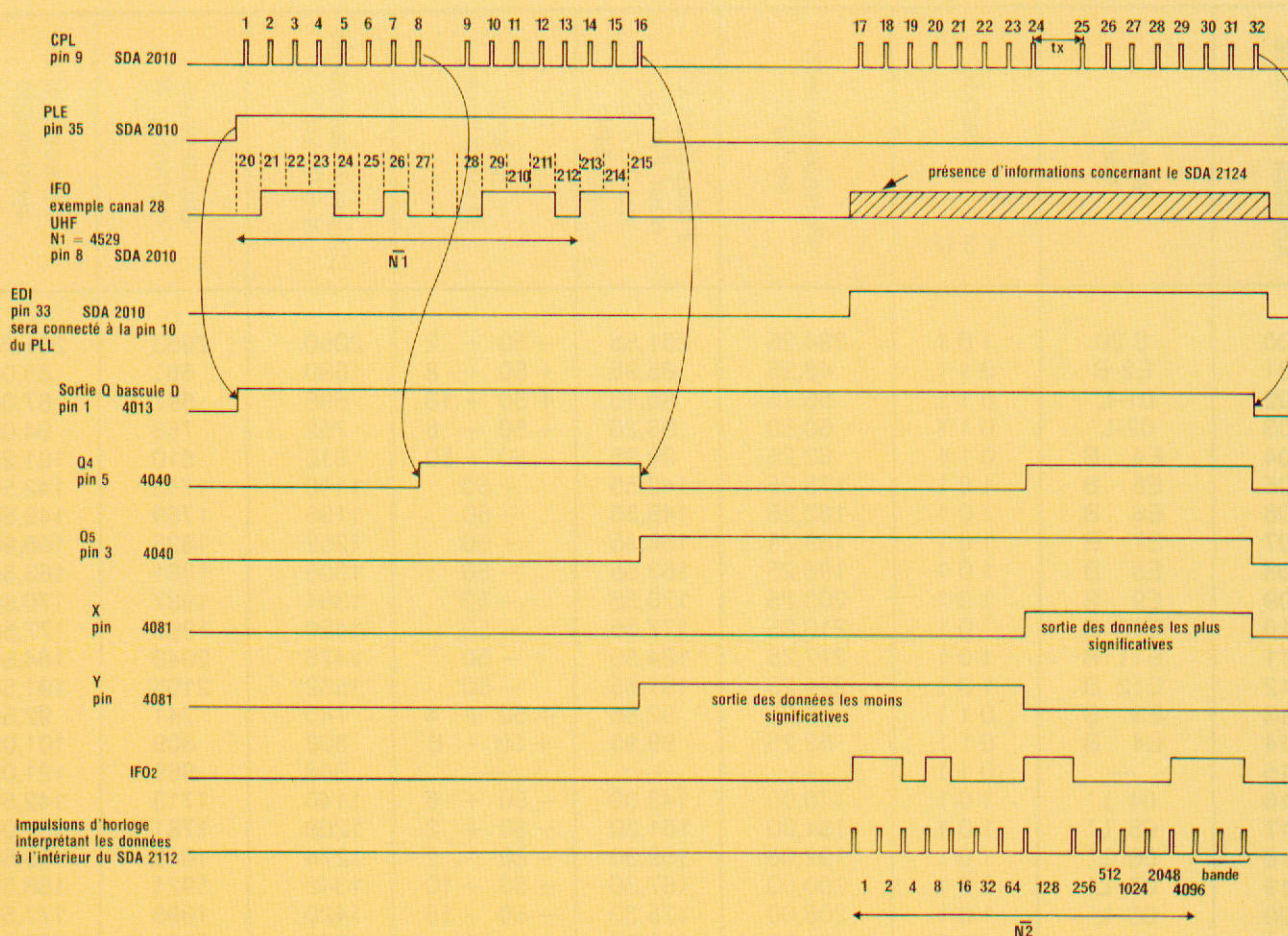


Figure 4 - Diagramme des temps de la carte de conversion.

la même base — avoir le même nombre de bits —. Il apparaît alors une retenue qui n'a pas de signification dans le résultat cherché.

En fait nous ne disposons pas du nombre N_1 mais de son complément: N_1 .

Pour respecter cette complémentarité, nous devons fournir au PLL N_2 et la relation $N_2 = N_1 - 573$ devra toujours être vérifiée.

Sachant que $N_2 = N_1 + 573$, la transformation sera très simple.

Rôle des différents circuits

Une première porte ET sélectionne les 16 premières impulsions d'horloge, deux premiers paquets de huit bits, et envoie ces impulsions sur les entrées horloge des registres à décalage 4015 A et B. Après la seizième impulsion d'horloge, les seize sorties des registres ont un état représentatif de N_1 associé à l'information de bande.

L'information de bande n'étant pas modifiée, les trois bits les plus significatifs sont directement transmis aux registres à entrées parallèles-sortie série: 4021 A et B. Les treize

bits constituant N_1 attaquent les entrées des additionneurs 4008 A, B et C. N_1 est toujours impair, donc le bit de plus faible poids de N_1 est toujours nul. La constante étant impaire, le bit le moins significatif résultant de l'addition de N_1 et 573 vaut « 1 », quel que soit N_1 . L'addition effective ne porte alors que sur les douze derniers bits et trois additionneurs 4 bits suffisent.

Aucune modification ne doit être faite en bande I. On utilise donc la sortie: bande I en service, broche 4 du 4015 A pour valider ou non l'addition. Le premier bit étant figé, mis à 1 par câblage, il subsiste un léger décalage lorsque le système est en bande I, N_2 étant obtenu par la relation $N_2 = N_1 + 1$ soit $N_2 = N_1 - 1$.

Sérialisation des nouvelles informations

Les seize premières impulsions d'horloge ne peuvent plus être utilisées pour la mise en série des nouvelles informations.

En effet, la mise en parallèle des données et l'addition ont utilisé un

temps sensiblement égal au temps actif de la sortie PLE. Les nouvelles données seront donc interprétées par les coups d'horloge 17 à 32. Pour cela on remplace le signal PLE par EDI et IFO par IFO₂.

Les signaux PLE et EDI sont uniquement dirigés vers la carte de transformation. EDI alimente simultanément le SDA2124 et le SDA2112 et l'entrée IFO du SDA2112 IFO₂. EDI, broche 33 du SDA2010, vers PLL, broche 10 du SDA2112. La ligne CPL n'est pas modifiée, mais le signal d'horloge est prélevé pour gérer la carte de transcodage.

Le décalage temporel de ces nouvelles données augmente légèrement le temps de verrouillage. Bien que cette augmentation soit perceptible, le temps de verrouillage du synthétiseur reste égal à quelques dizaines de millisecondes.

Modification du tableau

La réalisation parue dans le numéro précédent était accompagnée d'un tableau détaillant le contenu de la ROM du SDA2010.

Réalisation

Adresse mémoire	Nom du canal	Bande	Porteuse vision en MHz	Fréquence OL pour FIV 32,7 ou 37,7 B, I en MHz	Δf kHz (1) voir texte	Diviseur-Constante N-573 ou N-1	Diviseur en mémoire : N	f théorique synthétisée MHz
		13 U						
00	S 20	1 0 1	294,25	261,55	- 50 + 2	2090	2663	261,25
01	E2-B	0 1 1	48,25	85,95	+ 50 + 8	680	681	85,00
02	01-L'	0 1 1	55,75	88,45	+ 50 + 18	696	697	87,00
03	02-L'	0 1 1	60,50	93,20	+ 50 - 6	752	753	94,00
04	E4 B	0 1 1	62,25	99,95	- 50 + 50	810	810	101,25
05	E5 B	1 0 1	175,25	142,55	- 50	1140	1713	142,50
06	E6 B	1 0 1	182,25	149,55	- 50	1196	1769	149,50
07	E7 B	1 0 1	189,25	156,55	- 50	1252	1825	156,90
08	E8 B	1 0 1	196,25	163,55	- 50	1308	1881	163,50
09	E9 B	1 0 1	203,25	170,55	- 50	1364	1937	170,50
10	E10 B	1 0 1	210,25	177,55	- 50	1420	1993	177,50
11	E11 B	1 0 1	217,25	184,55	- 50	1476	2049	184,50
12	E12 B	1 0 1	224,25	191,55	- 50	1532	2105	191,50
13	E3 B	0 1 1	55,25	92,95	+ 50 + 4	740	741	92,50
14	E4 B	0 1 1	62,25	99,95	+ 50 - 8	808	809	101,00
15	—	0 1 1	—	—	—	968	969	121,00
16	04 L'	1 0 1	176,00	143,30	- 50 + 6	1140	1713	142,50
17	05 L'	1 0 1	184,00	151,30	- 50 + 2	1208	1781	151,00
18	06 L'	1 0 1	192,00	159,30	- 50 - 2	1276	1849	159,50
19	07 L'	1 0 1	200,00	167,30	- 50 - 10	1348	1921	168,50
20	08 L'	1 0 1	208,00	175,30	- 50 - 18	1420	1993	177,50
21	21 (2)	1 1 0	471,25	438,55	- 50	3508	4081	438,50
22	22 (2)	1 1 0	479,25	446,55	- 50	3572	4145	446,50
23	23 (2)	1 1 0	487,25	454,55	- 50	3666	4209	454,50
24	24 (2)	1 1 0	495,25	462,55	- 50	3700	4273	462,50
25	25 (2)	1 1 0	503,25	470,55	- 50	3764	4337	470,50
26	26 (2)	1 1 0	511,25	478,55	- 50	3828	4401	478,50
27	27 (2)	1 1 0	519,25	486,55	- 50	3892	4465	486,50
28	28 (2)	1 1 0	527,25	494,55	- 50	3956	4529	494,50
29	29 (2)	1 1 0	535,25	502,55	- 50	4020	4593	502,50
30	30 (2)	1 1 0	543,25	510,55	- 50	4084	4657	510,50
31	31 (2)	1 1 0	551,25	518,55	- 50	4148	4721	518,50
32	32 (2)	1 1 0	559,25	526,55	- 50	4212	4785	526,50
33	33 (2)	1 1 0	567,25	534,55	- 50	4276	4849	534,50
34	34 (2)	1 1 0	575,25	542,55	- 50	4340	4913	542,50
35	35 (2)	1 1 0	583,25	550,55	- 50	4404	4977	550,50
36	36 (2)	1 1 0	591,25	558,55	- 50	4468	5041	558,50
37	37 (2)	1 1 0	599,25	566,55	- 50	4532	5105	566,50
38	38 (2)	1 1 0	607,25	574,55	- 50	4596	5169	574,50
39	39 (2)	1 1 0	615,25	582,55	- 50	4660	5233	582,50
40	40 (2)	1 1 0	623,25	590,55	- 50	4724	5297	590,50
41	41 (2)	1 1 0	631,25	598,55	- 50	4788	5361	598,50
42	42 (2)	1 1 0	639,25	606,55	- 50	4852	5425	606,50
43	43 (2)	1 1 0	647,25	614,55	- 50	4916	5489	614,50
44	44 (2)	1 1 0	655,25	622,55	- 50	4980	5553	622,50
45	45 (2)	1 1 0	663,25	620,55	- 50	5044	5617	630,50
46	46 (2)	1 1 0	671,25	638,55	- 50	5108	5681	638,50
47	47 (2)	1 1 0	679,25	646,55	- 50	5172	5745	646,50
48	48 (2)	1 1 0	687,25	654,55	- 50	5236	5809	654,50
49	49 (2)	1 1 0	695,25	662,55	- 50	5300	5873	662,50

(1) Après actions de corrections sur FT + ou FT - si besoin est.

(2) Normes L, G, I.

Adresse mémoire	Nom du canal	Bande	Porteuse vision en MHz	fréquence OL pour FIV 32,7	Δf kHz (1) voir texte	Diviseur-Constante N-573 ou N-1	Diviseur en mémoire : N	f théorique synthétisée MHz
		13 U						
50	50 (2)	110	703,25	670,55	- 50	5364	5937	670,50
51	51 (2)	110	711,25	678,55	- 50	5428	6001	678,50
52	52 (2)	110	719,25	686,55	- 50	5492	6065	686,50
53	53 (2)	110	727,25	694,55	- 50	5556	6129	694,50
54	54 (2)	110	735,25	702,55	- 50	5620	6193	702,50
55	55 (2)	110	743,25	710,55	- 50	5684	6257	710,50
56	56 (2)	110	751,25	718,55	- 50	5748	6321	718,50
57	57 (2)	110	759,25	726,55	- 50	5812	6385	726,50
58	58 (2)	110	767,25	734,55	- 50	5876	6449	734,50
59	59 (2)	110	775,25	742,55	- 50	5940	6513	742,50
60	60 (2)	110	783,25	750,55	- 50	6004	6577	750,50
61	61 (2)	110	791,25	758,55	- 50	6068	6641	758,50
62	62 (2)	110	799,25	766,55	- 50	6132	6705	766,50
63	63 (2)	110	807,25	774,55	- 50	6196	6769	774,50
64	64 (2)	110	815,25	782,55	- 50	6260	6833	782,50
65	65 (2)	110	823,25	790,55	- 50	6324	6897	790,50
66	66 (2)	110	831,25	798,55	- 50	6388	6961	798,50
67	67 (2)	110	839,25	806,55	- 50	6452	7025	806,50
68	68 (2)	110	847,25	814,55	- 50	6516	7089	814,50
69	69 (2)	110	855,25	822,55	- 50	6580	7153	822,50
70	70	110	863,25	830,55	- 50	6644	7217	830,50
71	71	110	871,25	838,55	- 50	6708	7281	838,50
72	72	110	879,25	846,55	- 50	6772	7345	846,50
73	73	110	887,25	854,55	- 50	6836	7409	854,50
74	—	011	—	—	—	864	865	108,00
75	—	011	—	—	—	920	921	115,00
76	—	011	—	—	—	976	977	122,00
77	—	011	—	—	—	1032	1033	129,00
78	—	011	—	—	—	1088	1089	136,00
79	03 L'	011	63,75	96,45	- 50 - 14	784	785	98,00
80	—	011	—	—	—	1056	1057	132,00
81	—	011	—	—	—	1152	1153	144,00
82	S2	101	112,25	79,55	- 50	636	1209	79,50
83	S3	101	119,25	86,55	- 50	692	1265	86,50
84	S4	101	126,25	93,55	- 50	748	1321	93,50
85	S5	101	133,25	100,55	- 50	804	1377	100,50
86	S6	101	140,25	107,55	- 50	860	1433	107,50
87	S7	101	147,25	114,55	- 50	916	1489	114,50
88	S8	101	154,25	121,55	- 50	972	1545	121,50
89	S9	101	161,25	128,55	- 50	1028	1601	128,50
90	S10	101	168,25	135,55	- 50	1084	1657	135,50
91	S11	101	231,25	198,55	- 50	1588	2161	198,50
92	S12	101	238,25	205,55	- 50	1644	2217	205,50
93	S13	101	245,25	212,55	- 50	1700	2279	212,50
94	S14	101	252,25	219,55	- 50	1756	2329	219,50
95	S15	101	259,25	226,55	- 50	1812	2385	226,50
96	S16	101	266,25	233,55	- 50	1868	2441	233,50
97	S17	101	273,25	240,55	- 50	1924	2497	240,50
98	S18	101	280,25	247,55	- 50	1980	2553	247,50
99	S19	101	287,25	254,55	- 50	2036	2609	254,50

Figure 5 - Fréquences obtenues par modification des données envoyées au PLL SDA2112 sans modification des données contenues dans la ROM du microcontrôleur SDA2010.

Le nouveau tableau, représenté à la figure 5, tient compte des modifications apportées par la carte de transcodage :

en bande I, N se transforme en N-1.

En bande III, IV et V, N se transforme en N-573.

Les 1^{re}, 3^e et 8^e colonne ne sont pas modifiées. La septième colonne représente le nombre N obtenu après modification: N-573 ou N-1, et la neuvième colonne, la fréquence théorique synthétisée :

$f_{OL} = (N-573)/8$ ou $f_{OL} = (N-1)/8$ en MHz.

A la deuxième colonne on trouve le nom du canal pouvant être reçu à cette adresse et à la quatrième colonne la valeur de la porteuse vision correspondant à ce canal. A la valeur de la porteuse vision, on soustrait 32,7 MHz pour obtenir la fréquence de l'oscillateur local souhaitée, excepté en norme B, bande I où l'on ajoute 37,7 MHz, ce qui explique la différence pour les canaux E2B, E3B et E4B — voir figure 2 —. La sixième colonne comporte un nombre + 50 ou - 50 exprimé en kHz représentant la différence: f théorique souhaitée - f théorique synthétisée.

Ce décalage ne peut être réduit, il est parfois accompagné d'un deuxième nombre qui correspond au nombre d'actions sur les commandes d'accord fin vers le haut: +, ou vers le bas, -.

Réalisation pratique

Les dix circuits CMOS nécessaires sont supportés par un circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la figure 6 et l'implantation des composants à la figure 7. Les liaisons sont extrêmement simples, la carte s'intercale entre le microcontrôleur et le PLL. Les liaisons IFO et PLE sur la carte principale doivent être interrompues, en coupant les pistes par exemple. Le sectionnement sera effectué assez près du PLL SDA2112 car ces modifications n'interfèrent nullement avec les autres périphériques: mémoire, affichage, télécommande, etc.

IFO, pin 8 SDA2010 vers pin 8 SDA2112 et PLE, pin 35 SDA2010 vers pin 10 SDA2112.

Le synthétiseur ainsi constitué est alors prêt à recevoir le tuner RTC UVF10. Il existe alors deux options: réception des seules émissions françaises, impliquant l'utilisation du module RTC: ST8001 ou réception

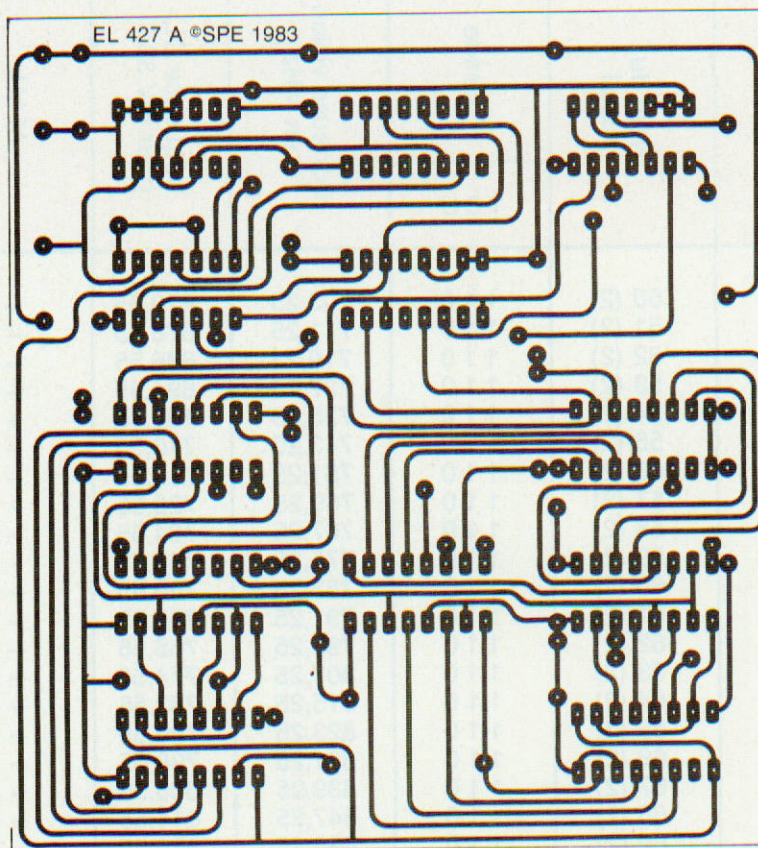


Figure 6

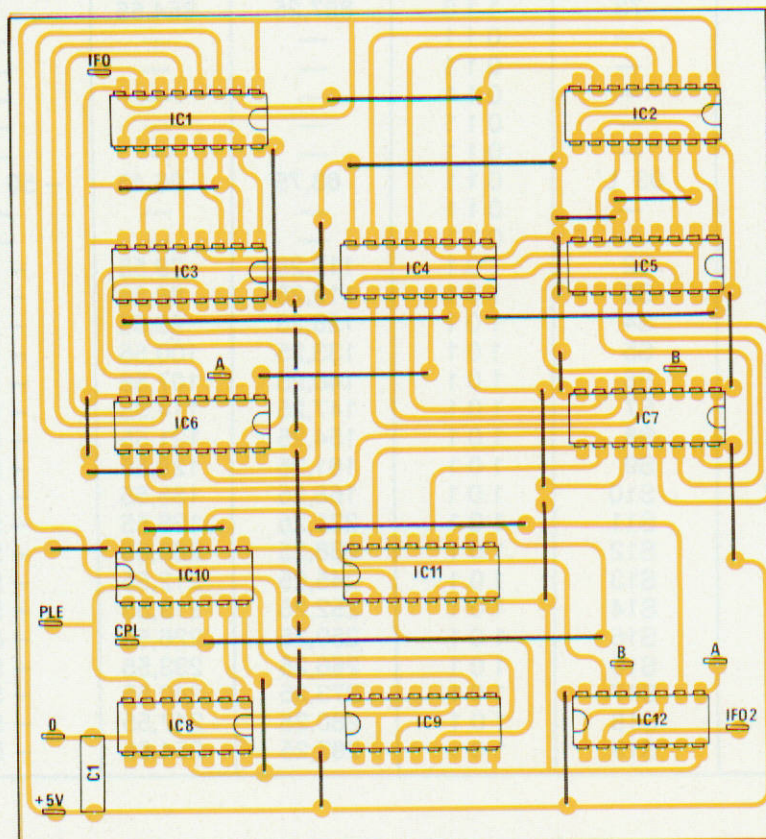
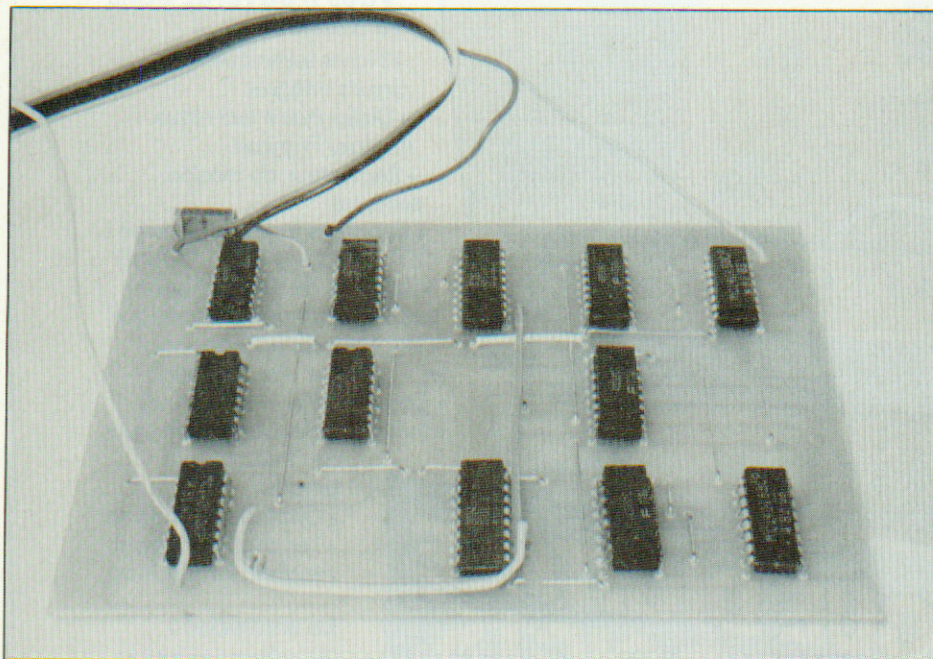


Figure 7



multinorme avec les modules ST8002 et ST8003.

Conclusion

Cet ensemble, pour un coût raisonnable, permet la réception des émissions aux normes étrangères. L'emploi des modules RTC réduit

considérablement le temps nécessaire à la réalisation d'un tel appareil qui se limite alors au câblage de l'alimentation et de la platine principale SDA2010. Cette description sera prochainement complétée par la réalisation d'un décodeur PAL/SECAM et d'un moniteur couleur et finalement associée à une carte télétexte capable d'interpréter les pro-

grammes Antiope.

Note

Les diverses photos font apparaître une cornière d'aluminium assurant la liaison mécanique entre le tuner et le fond du châssis ESM. En **aucun cas** la ceinture du tuner ne devra être percée, en débouchant, la foret causerait des dégâts irréparables. La liaison sera assurée par deux écrous soudés sur la ceinture, à l'extérieur bien évidemment. La même opération sera retenue pour la fixation des modules ST8000.

Nomenclature

Condensateur

C₁ : 100 nF MKH

Circuits intégrés

IC₁, IC₂ : 4015

IC₃, IC₄, IC₅ : 4008

IC₆, IC₇ : 4021

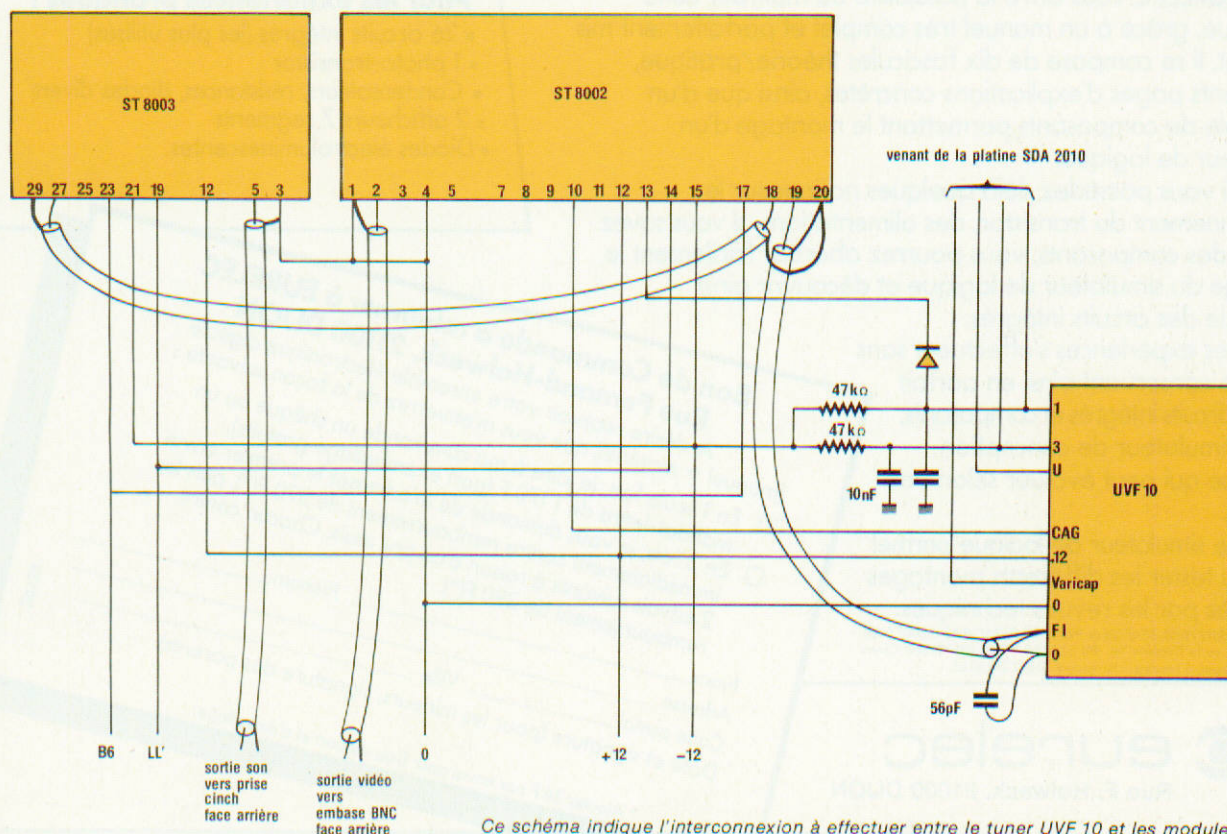
IC₈ : 4013

IC₉ : 4040

IC₁₀ : 4081

IC₁₁ : 4049

IC₁₂ : 4011



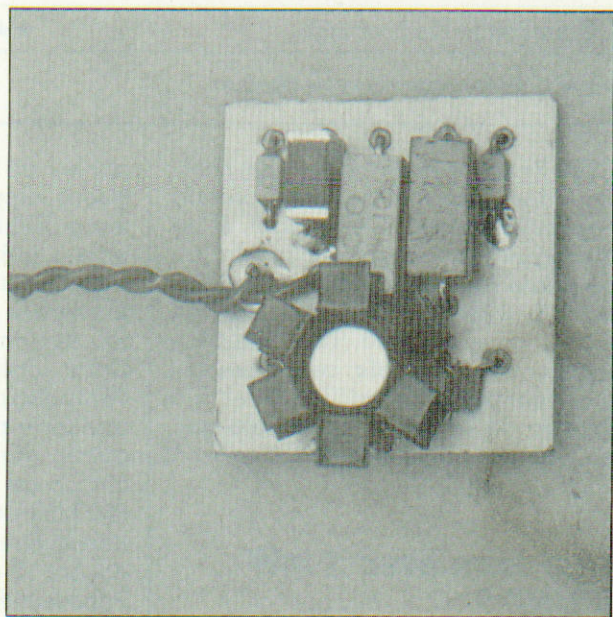
Ce schéma indique l'interconnexion à effectuer entre le tuner UVF 10 et les modules ST 8002 et ST 8003 dans la configuration « réception multinorme ».

Un amplificateur UHF de puissance 1 mW



Le rôle d'un amplificateur d'antenne est généralement d'amener à un niveau exploitable, les très faibles signaux émanant du collecteur d'ondes. L'accent est donc mis sur le gain, qui doit être important, et sur le facteur de bruit, caractéristique capitale qui fixe directement la qualité des signaux traités.

Des composants de plus en plus performants sont développés afin d'aller toujours plus loin dans ces directions, mais parfois avec d'autres avantages simultanés, tels que l'augmentation de la puissance maximum de sortie, ce qui n'est pas sans intérêt, comme nous allons le voir.



Evolution de la technique des amplificateurs d'antenne UHF

Bien des progrès ont été accomplis depuis les tubes triode et les transistors Germanium des débuts de la deuxième chaîne : nous avons eu l'occasion, dans le passé, de décrire la réalisation de préamplificateurs équipés de transistors hyperfréquences au Silicium, présentant un très faible facteur de bruit, puis de modules hybrides, assimilables à des circuits intégrés, et simplifiant donc considérablement la mise en œuvre pratique, toujours délicate au-delà de quelques centaines de MHz. Aujourd'hui, le dernier cri de la technique se trouve être l'utilisation de transistors à effet de champ à l'ARSENIURE DE GALLIUM (tout comme les diodes LED).

En fait, de tels transistors existent depuis le milieu des années 70, et ont

été découverts au Japon lors de recherches visant à remplacer les très coûteux amplificateurs paramétriques équipant les stations de télécommunications par satellite, devant parfois fonctionner sous azote liquide pour garantir un facteur de bruit satisfaisant !

Ce n'est cependant qu'en 1981 que les cadences de production ont pu atteindre un niveau permettant à ces composants de devenir relativement abordables.

C'est enfin à la mi-82 que la technologie européenne a relevé le défi, avec l'introduction par SIEMENS d'un CIRCUIT INTEGRE MONOLITHIQUE GaAs, en première mondiale !

Un amplificateur utilisant ce type de composant présente l'avantage d'être très simple à réaliser, puisque le câblage le plus critique est déjà prévu à l'intérieur même du circuit intégré. Le prix de vente du CGY 21 (c'est son nom), reste cependant un peu élevé, ce qui ne permet de l'utiliser que dans des applications met-

tant à profit ses caractéristiques particulières.

Afin de pouvoir délimiter correctement les domaines d'applications de ce composant, nous allons comparer ses caractéristiques à celles des amplificateurs réalisés selon les autres technologies utilisables.

Le tableau de la figure 1 regroupe les principales caractéristiques de trois montages représentatifs de l'état actuel de la technique.

On peut conclure de cette rapide étude, que le montage classique à deux transistors reste « dans la course » puisqu'il permet d'obtenir des performances très honorables pour un coût sans concurrence. En revanche, sa réalisation pratique exige des soins extrêmes, sous peine de voir le gain tomber à l'unité (ou moins !) dès les 200 MHz...

Le module hybride (genre SH 120), représente à coup sûr le meilleur compromis entre performances « haut de gamme », prix raisonnable, et utilisation à la portée de tous.

Le nouveau circuit monolithique

Réalisation

Dispositif	2 x BFT 65 (Siemens)	SH 120 (SGS ATES)	CGY 21 (Siemens)
Technologie	transistor Si	module hybride	Cl AsGa monolithique
Coût	1 petit cochon	1 petit cochon	2 petits cochons
Bande passante	1 à 1 000 MHz	30 à 900 MHz	40 à 860 MHz (possibilité 0 à 3 GHz)
Gain	20 dB	19 dB	23 dB
Facteur de bruit	5 dB	4,5 dB	4,5 dB
Niveau de sortie pour - 60 dB IM	130 mV	100 mV	350 mV
Consommation	28 mA	20 mA	300 mA
Tension alim.	12 V	12 V	4,5 V
Complexité du montage	★★★	★	★★

Figure 1 - Comparaison entre trois solutions

CGY 21 coûte légèrement plus cher, pour des performances générales un peu supérieures. Cependant, il se distingue par un niveau maximum de sortie (à - 60 dB d'intermodulation), plus de trois fois supérieur. En termes de puissance, l'amélioration est d'environ **dix fois**, ce qui permet d'obtenir **plus d'un milliwatt** sur une charge de 75 ohms, puissance qui, en UHF, est loin d'être négligeable !

Que faire avec 1 mW d'UHF ?

Une puissance d'un milliwatt peut faire sourire en comparaison de celles utilisées en émission. Pourtant, on peut essayer de raccorder un amplificateur à CGY 21 entre une petite antenne TV et une source convenable de modulation, telle qu'un magnétoscope ou un ordinateur individuel à sortie UHF : on pourra recevoir « l'émission » sur n'importe quel téléviseur dans un rayon variant entre quelques mètres et quelques centaines de mètres selon sa sensibilité et le gain des antennes employées, dont l'influence est considérable à ces fréquences.

On peut songer à créer ainsi des mini-réémetteurs, destinés à éviter un inesthétique coaxial entre le magnétoscope du salon, et le « second récepteur » placé dans la cuisine ou la chambre à coucher. Sans aller jusqu'à la création de stations de « TV libre » à l'échelle d'un immeuble, on peut utiliser ce système chaque fois que la pose d'un câble s'avère délicate ou impossible. Lorsque l'on décide de rester fidèle au

câble, on constate que toute longueur supplémentaire et tout réparateur affaiblit sérieusement le signal utile. L'utilisation en tête de distribution d'un amplificateur à fort gain en puissance permet d'attaquer victorieusement un réseau à fortes pertes. Dans tous ces cas, l'avantage de l'amplificateur à CGY 21 réside dans une forte puissance disponible sans aucun réglage d'accord, puisque le circuit est à large bande, de 40 à 860 MHz et même bien au-delà avec une légère perte de gain (on mesure encore 19 dB à 1 GHz, et il n'est pas impossible d'atteindre les 3 GHz !). Dès que la télédiffusion directe par satellite deviendra une réalité, le CGY 21 constituera un excellent choix au niveau des étages à grand gain devant suivre le changeur de fréquence 12 GHz.

Réalisation pratique

Le schéma de la figure 2 reste très simple, puisqu'il ne comporte que les composants non logeables dans un circuit monolithique. En particulier, les deux selfs de 1 µH pourront être réalisées de diverses manières :

- achat de selfs marquées,
- utilisation de petites selfs de

choc sur perle ferrite (genre VK 200 ou similaire),

- selfs à air : 20 spires de fil émaillé Ø 0,25 mm sur Ø 3,5 mm.

Les condensateurs seront exclusivement du type céramique disque 63 V (aussi petits que possible), à l'exception du 0,22 µF qui pourra être un MKH.

Le câblage est bien sûr assez critique, mais beaucoup moins que dans le cas d'un montage à transistors discrets.

On prendra les précautions classiques en matière de composants MOS (notamment fer à souder relié à la terre, de même que le corps de l'opérateur), car les composants GaAs sont aussi fragiles, si ce n'est davantage.

Le circuit imprimé dont le tracé apparaît à la figure 3 sera équipé d'après le schéma d'implantation de la figure 4, en veillant à ce que les fils des composants soient enfoncés le plus à fond possible dans leurs trous. Seul le CGY 21 pourra être écarté de quelques millimètres du circuit, afin de dégager la place de son clip refroidisseur (avec 300 mA de consommation, le circuit intégré chauffe en effet assez fortement).

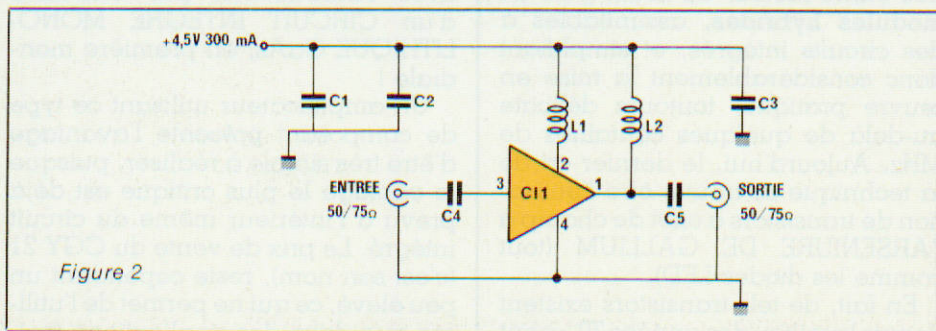


Figure 2

Figure 3

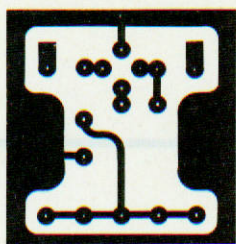


Figure 4

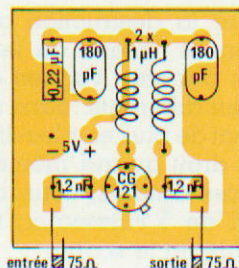
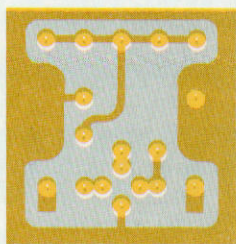


Figure 5



Il est avantageux côté stabilité (quoique non indispensable), de prévoir un plan de masse côté composants, d'après le tracé de la figure 5. On pourra bien sûr faire appel à la technique de la gravure double face, mais il est plus commode d'utiliser de la feuille de cuivre de 35 microns autocollante, dans laquelle il sera facile de ménager des trous à l'aide d'un forêt de 4 mm tenu à la main, ou d'un outil à interrompre les VEROBOARDS. De telles feuilles de cuivre sont fabriquées par BISHOP GRAPHICS, et commercialisées en France sous la marque CIRCUIT IMPRIME FRANÇAIS. Elles se révèlent précieuses pour toutes sortes de blindages.

Il existe également sous la même marque, des pastilles et rubans autocollants en cuivre permettant la composition immédiate de circuits imprimés sur de l'époxy nu, sans aucune opération de gravure. Compte tenu de leur prix assez élevé, ces pièces sont surtout rentables pour la réalisation de circuits à faible nombre de liaisons, comme celui décrit ici.

Pour utiliser l'amplificateur, il suffit de l'équiper de deux câbles coaxiaux soudés côté cuivre, et re-

liés à l'installation par des prises appropriées.

Il est important de ne pas dépasser 5 V au niveau de l'alimentation (4,5 V nominal), sous peine de destruction immédiate du CGY 21. Il n'est pourtant pas recommandé d'utiliser une pile plate, en raison de la consommation notable de l'ensemble. On veillera à éviter toute inversion de polarité, également catastrophique. Le plus commode semble d'adjoindre au montage une petite alimentation secteur raccordée à demeure.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Condensateurs

- C₁ : 0,22 μ F
- C₂ : 180 pF, céramique 63 V
- C₃ : 180 pF, céramique 63 V
- C₄ : 1,2 nF, céramique 63 V
- C₅ : 1,2 nF

Circuits intégrés

- CI₁ : CGY 21 Siemens

Divers

- 2 selfs de 1 μ H (voir texte)

Infos

• Nouveautés matériel •

ORIC-1, un ordinateur qui monte...

ASN diffusion fait le point après deux mois de commercialisation de ORIC-1.

— 3 500 ORIC-1 ont été livrés au 30 avril 1983.

— Les commandes globales au 30 avril se montent à 10 000 ORIC-1 :

- 9 000 en version 48 K
- 1 000 en version 16 K

— Les prévisions de commandes à fin 1983 permettent d'envisager la vente de 50 000 ORIC-1 en version 48 K et 20 000 en version 16 K.

Après 2 mois de commercialisation, A.S.N. diffusion a réalisé l'adaptation complète d'ORIC-1 au marché français :

- l'alimentation de l'unité cen-

trale (précédemment du standard anglais) est modifiée et est maintenant fournie au standard français,

- le manuel est en français,
- la cassette de démonstration devient en français.

On peut considérer que ce microordinateur connaîtra un succès équivalent à celui du ZX 81, peut-être parce que le spectrum Sinclair

n'est pas sorti en temps voulu.

En attendant le modulateur Seacam qui est à l'étude et qui sera vraisemblablement disponible en juin, un modulateur N et B UHF est d'ores et déjà disponible.

Les cordons de liaison aux lecteurs de cassettes et aux imprimantes Centronic sont désormais commercialisés.



Infos

• Nouveautés matériel •

Texas Instruments et ses nouveautés à la Foire de Paris

A l'occasion de la Foire de Paris, du 30 avril au 12 mai 1983, Texas Instruments a présenté ses dernières nouveautés et notamment 7 nouvelles cartouches pour l'ordinateur familial TI99/4A.

Dans le cadre du salon « Vivre avec l'informatique », sur son stand, les visiteurs ont pu expérimenter les nombreux logiciels d'éducation, de jeux et d'initiation à l'informatique.

Jeux et éducation 7 nouvelles cartouches pour le TI99/4A

Logiciels d'éducation - où le calcul devient un jeu

Six nouveaux logiciels en français pour apprendre les quatre opérations de base tout en s'amusant. L'enfant acquiert vitesse et exactitude dans le calcul mental par la répétition des questions. Au cours du jeu, l'enfant se trouve alors toujours confronté à des envahisseurs, des robots, des taupes, des météorites, des dragons, des caïmans. Pour se défendre, il doit donner la réponse exacte à l'opération posée; la réponse au calcul posé est bonne, l'enfant passe au problème suivant et améliore son score; la réponse est mauvaise, l'enfant perd des points et des munitions. La rapidité de calcul et les réflexes de l'enfant le sauvent de ses ennemis.

Alien addition

L'addition et les envahisseurs d'Alien.

Référence: PHM 3115 - DLM 2.

Minus mission

Soustraction et le robot.

Référence: PHM 3118 - DLM 5.

Meteor multiplication

Multiplication et les météorites.

Référence: PHM 3119 - DLM 6.

Demolition division

Division et la taupe.

Référence: PHM 3116 - DLM 3.

Dragon Mix

Multiplication, division et le dragon.

Référence: PHM 3115 - DLM 4.

Alligator Mix

Les quatre opérations de base et les caïmans.

Référence: PHM 3114 - DLM 1.

Cartouche de jeu - Parsec - Guerre sur la planète Alien

Aux commandes du vaisseau Parsec, vous patrouillez aux environs de la planète Alien. Des petits chasseurs approchent et réduisent les possibilités de manoeuvre du vaisseau, afin de chercher à provoquer la collision. Après les chasseurs, des croiseurs encore plus agressifs, armés de missiles à photon traquent le vaisseau et font feu. Vous devez les éviter et les détruire par un tir très précis du laser. Si vous êtes toujours « en vie », il ne faut surtout pas relâcher l'attention pour naviguer à travers les ceintures d'astéroïdes et faire le plein de fuel du vaisseau

sans risquer la destruction au sol. Les dangers et l'intérêt du jeu sont renouvelés par sept vagues d'attaquants Alien différents, dans un environnement de plus en plus difficile. Vous avez droit quand même pour résister à ces assauts, à un contingent initial de 5 vaisseaux, renouvelables suivant le score.

A noter:

En plus du bruitage de guerre spatiale existant dans le programme, vous avez la possibilité de brancher sur la console un synthétiseur de voix PHP1500. L'ordinateur alors vous parle en anglais grâce à sa voix synthétique, annonce l'approche de l'ennemi et commente cette bataille de l'espace.

Parsec: un jeu d'action et de réflexes sous forme de cartouche enfichable avec manuel en français. Durée: selon l'habileté du pilote.

Référence: PHM 3112.

Synthétiseur de voix (en option).

Référence: PHP 1500.

Les logiciels sont en vente dans les grands magasins et magasins spécialisés.



Commutateur électronique à large bande ($> 15 \text{ MHz}$)



Nombreux sont maintenant les électroniciens amateurs équipés d'un laboratoire sérieux, donc d'un oscilloscope : aucun travail efficace d'étude ou de mise au point d'une maquette ne peut se concevoir sans cet appareil.

Les budgets n'étant pas extensibles, beaucoup doivent malheureusement se contenter d'un monotrace. C'est un handicap évident dans bien des cas, où il apparaît nécessaire de suivre l'évolution d'un signal à travers un montage : l'affichage simultané des traces prélevées en deux points différents autorise seul une comparaison commode.

Avec la réalisation que nous proposons ici, nos lecteurs pourront, pour une dépense assez modeste, accéder aux avantages d'un oscilloscope bicourbe.

Grâce à une mise au point à laquelle tous ne pourront pas accéder, puisqu'elle exige à son tour d'importants moyens de contrôle, l'auteur a pu obtenir, sur son prototype, une bande passante de 22,5 MHz (à + 1 et - 3 dB). Mais qu'on se rassure : avec les valeurs standard indiquées dans nos schémas, et sous réserve d'une reproduction fidèle des circuits et du câblage, chacun sera certain d'atteindre au moins 15 MHz. C'est plus qu'il n'en faut pour compléter — cas le plus courant — un oscilloscope de 10 MHz.

Quelques considérations théoriques

Après avoir brièvement rappelé le principe du découpage électronique, nous comparerons les avantages et les inconvénients des modes « découpé » et « alterné », afin de justifier le choix effectué dans notre réalisation. Nous dirons aussi quelques mots des problèmes posés par la synchronisation.

Structure et fonctionnement d'un commutateur électronique

Réduit à sa plus simple expression, tout commutateur se ramène au schéma de principe de la figure

1. Les deux signaux à examiner, sont appliqués, chacun, sur l'une des entrées. Un circuit de commande ouvre et ferme, alternativement, les interrupteurs K_1 et K_2 . Des échantillons des signaux 1 et 2, sont donc tour à tour dirigés vers l'unique amplificateur vertical de l'oscilloscope. Par un choix convenable de la fréquence de découpage, et grâce à la rémanence de l'écran du tube cathodique, que renforce la persistance rétinienne, l'œil voit deux traces complètes.

Dans la pratique, les interrupteurs sont évidemment réalisés sous forme électronique, soit avec des diodes, soit avec des transistors.

Malgré cela, un schéma aussi rudimentaire que celui de la figure 1 ne saurait donner satisfaction, pour plusieurs raisons :

— les transistors ou les diodes jouant le rôle d'interrupteurs, ne présentent pas la forte impédance d'entrée nécessaire à tout oscilloscope,

— les deux signaux pouvant offrir des amplitudes très différentes, l'unique atténuateur vertical de l'oscilloscope associé ne permettrait pas de leur donner, sur l'écran, des hauteurs commodément exploitables. On doit donc prévoir un atténuateur par entrée,

— il est indispensable de pouvoir séparer verticalement les deux traces, et si possible par des commandes distinctes, n'interagissant pas l'une sur l'autre.

Ces quelques impératifs, et d'autres paramètres que nous analyserons ci-dessous, conduisent généralement au schéma de principe de la figure 2. On y reconnaît, essentiellement :

— sur chaque entrée, un atténuateur calibré à plusieurs rapports, et compensé en fréquence. Souvent, cet atténuateur est précédé d'un dispositif permettant soit de transmettre, soit d'éliminer la composante continue ; il est si possible prévu une position de mise à la masse, pour un

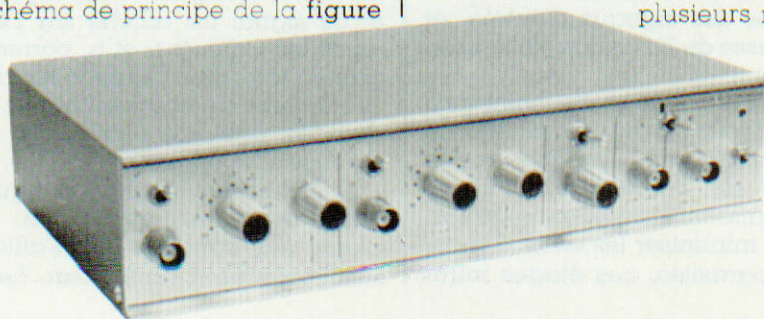


Figure 1

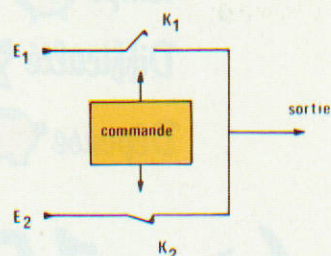


Figure 2

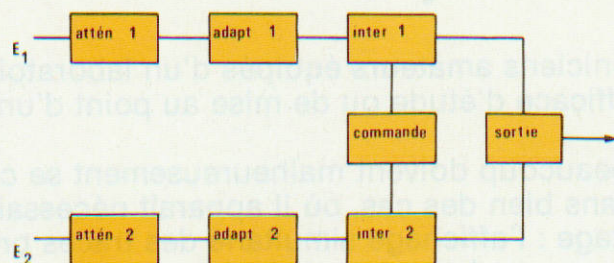
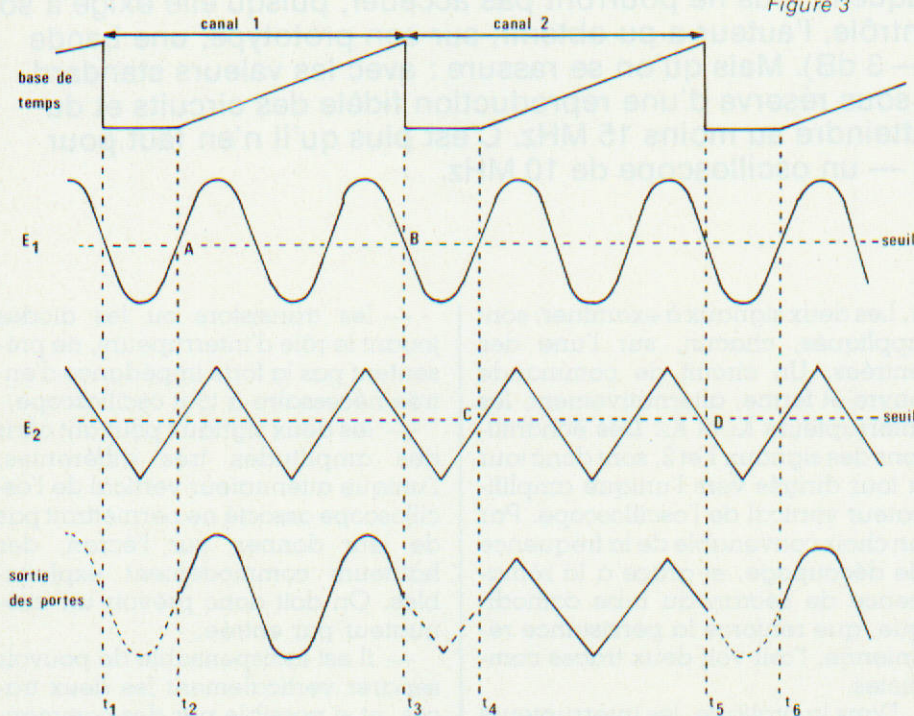


Figure 3



accès commode à la référence zéro, sans débrancher les sondes,

- après chaque atténuateur, un adaptateur d'impédance, à grande impédance d'entrée et très faible impédance de sortie. A ce niveau se situent, généralement, les commandes de cadrage vertical, qui agissent par superposition, au signal lui-même, d'une tension continue variable,

- les interrupteurs proprement dits,

- les circuits de commande du

découpage. Pour des raisons que nous développerons plus loin, la fréquence de découpage doit pouvoir être modifiée en fonction des caractéristiques des signaux d'entrée, et de la vitesse de balayage de la base de temps,

- les circuits de sortie, communs aux deux voies, et qui transmettent le signal traité vers l'unique entrée verticale de l'oscilloscope. Outre qu'ils abaissent l'impédance de sortie, pour minimiser les effets des capacités parasites, ces étages intro-

duisent parfois un gain en tension destiné à augmenter la sensibilité de l'oscilloscope,

- des circuits de synchronisation. Leur rôle sera expliqué à part.

Les modes découpé et alterné

On distingue deux modes de découpage des signaux, respectivement baptisés « mode alterné » et « mode découpé ».

Dans le mode alterné, chaque inversion de position des portes K_1 et K_2 (voir figures 1 et 2), donc chaque changement de canal, coïncide avec un retour de la dent de scie de la base de temps de l'oscilloscope, comme le montre la figure 3. Dans celle-ci, nous avons supposé, à titre d'exemple, qu'on appliquait une tension sinusoïdale sur l'entrée E_1 du commutateur, tandis que l'entrée E_2 est excitée par une tension triangulaire. Pour tout ce qui suit, la base de temps est considérée comme appartenant au type déclenché ; elle est réglée pour que chaque dent de scie du balayage démarre sur le niveau moyen d'un flanc ascendant du signal vertical.

A l'instant t_1 , premier retour de la base de temps sur la figure 3, les portes K_1 et K_2 commutent, et relient le canal 1 à l'amplificateur de sortie, dont elles isolent le canal 2. Le balayage suivant ne peut commencer qu'à l'instant t_2 , quand la sinusoïde appliquée en E_1 passe par le point A correspondant au seuil de déclenchement. Sur l'écran de l'oscilloscope apparaît alors, entre les instants t_2 et t_3 , toute la portion du signal 1 comprise entre les points A et B.

Un nouveau retour de la dent de scie entraîne alors la commutation de la porte, et applique le signal du canal 2 sur l'amplificateur vertical. Là encore, la portion des triangles comprise entre les instants t_3 et t_4 n'apparaît pas, puisque le spot reste éteint, à gauche de l'écran. Le déclenchement intervient au passage du signal triangulaire par le point C, et ce signal est affiché sur l'écran entre les instants t_4 et t_5 , correspondants à la portion CD de la courbe. A ce moment, un nouveau retour de la dent de scie fait repartir le cycle d'échantillonnages.

A la dernière ligne de la figure 3, nous avons représenté en traits pleins les courbes qui s'affichent successivement sur l'écran. Les zo-

nes pointillées correspondent aux temps d'arrêt du balayage.

Pour que dans le mode découpé, l'affichage donne à l'œil une impression de continuité, dépourvue de tout scintillement, il convient que l'intervalle de temps séparant deux passages du spot par les mêmes points de l'écran, n'excède pas une dizaine de millisecondes. Cela correspond à des vitesses de balayage de l'ordre de 1 ms/cm. Le mode alterné n'est donc pas applicable à des phénomènes lents.

Par ailleurs, l'exploitation de ce mode suppose un asservissement des commandes d'inversion du commutateur électronique, à la base de temps de l'oscilloscope associé, dont on doit par exemple extraire les dents de scie, ou leurs créneaux d'encadrement. C'était une contrainte assez gênante, compte-tenu de la nécessité d'adapter notre appareil à tous les oscilloscopes existants. Nous avons donc renoncé au mode alterné.

Dans le mode découpé, seul mis en œuvre ici, les temps d'échantillonnage ne coïncident plus avec les durées de chaque dent de scie. Le générateur de commande de la porte fonctionne de façon autonome, et, au cours de chaque balayage, les commutateurs K_1 et K_2 peuvent basculer de nombreuses fois entre les canaux 1 et 2. A chaque passage du spot, on observe alors, sur l'écran, un oscillogramme comme celui de la figure 4 : le signal E_1 est transmis pendant les intervalles du temps t_1 t_2 , puis t_3 t_4 , etc., tandis que le signal E_2

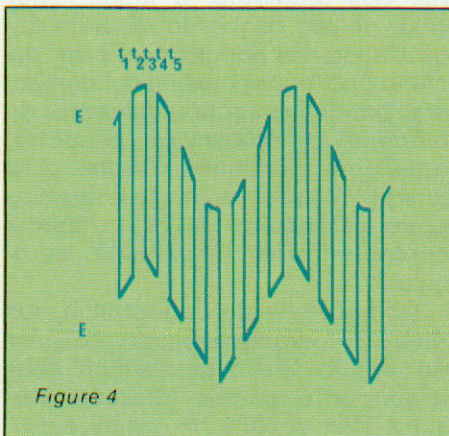


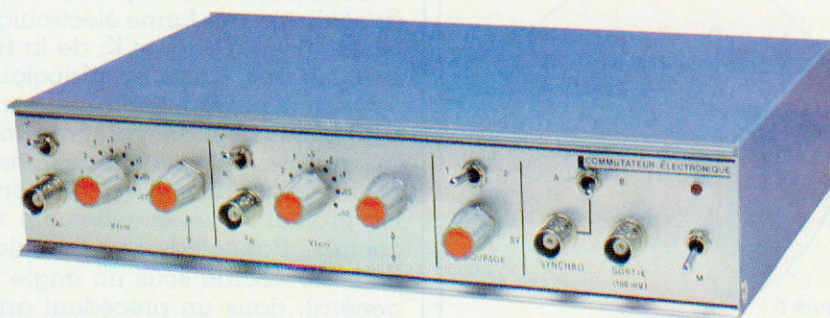
Figure 4

est transmis pendant les intervalles t_2 t_3 , puis t_4 t_5 , etc. Si la durée de passage des commutateurs K_1 et K_2 entre les positions 1 et 2 est très courte par rapport à la durée du balayage, les transitoires de commutation deviennent suffisamment peu lumineux pour rester imperceptibles à l'œil.

Le découpage de chaque trace, apparent sur la figure 4, serait gênant, et même dangereux par le risque de perdre une partie de l'information. Mais si la fréquence de découpage n'est pas un multiple exact de celle du balayage, les échantillons se déplacent entre deux passages du spot, et les courbes, grâce aux persistance jumelées de l'œil et de l'écran, apparaissent dans leur intégralité.

d'un signal triangulaire sur le canal 2, mais en admettant cette fois un déphasage non nul entre les deux tensions, comme le montre la figure 5. Les seuils de déclenchement demeurent réglés sur le niveau moyen du flanc ascendant.

A l'instant t_1 correspondant à un retour de balayage, les portes basculent sur le canal 1. Le premier déclenchement suivant de la base de temps intervient en t_2 , au point A de la sinusoïde. Sur l'écran, on affi-



Les problèmes de synchronisation

Une synchronisation mal conçue de la base de temps, risque d'entraîner soit l'impossibilité de stabiliser les traces sur l'écran, soit, ce qui devient plus vicieux parce que moins manifeste, une représentation erronée des phases relatives des deux signaux. Pour préciser ce dernier point, reprenons l'exemple d'un signal sinusoïdal sur l'entrée 1, et

chera donc la portion de sinusoïde comprise entre les instants t_2 et t_3 .

En t_3 , les portes commutent sur le canal 2. Le balayage reste en attente jusqu'à l'instant t_4 , qui coïncide avec le passage des triangles par le point B. Sur l'écran, est alors affichée la portion du signal triangulaire comprise entre les instants t_4 et t_5 , jusqu'à ce qu'intervienne une nouvelle inversion des portes.

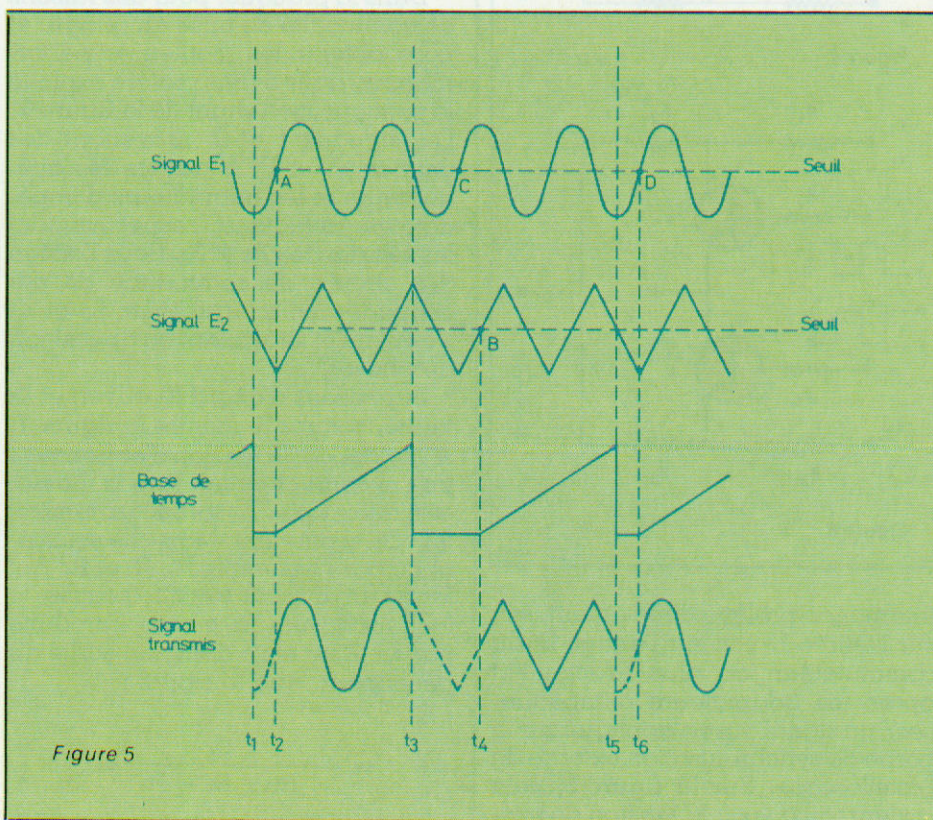


Figure 5

Finalement, les balayages commençant respectivement en A pour la sinusoïde et en B pour les triangles, la configuration observée sur l'écran est celle de la figure 6. On voit que la relation de phase n'est pas respectée, puisque les deux tensions paraissent ici en phase.

Le remède, heureusement, est simple : au lieu de laisser fonctionner l'oscilloscope en synchronisation

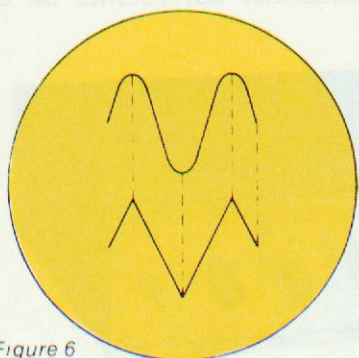


Figure 6

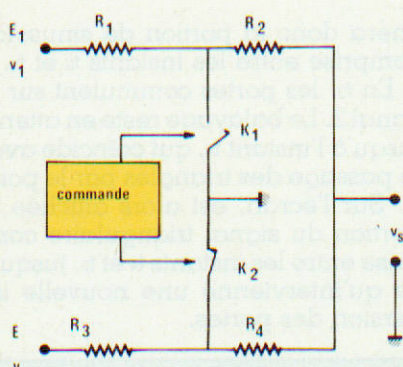


Figure 7

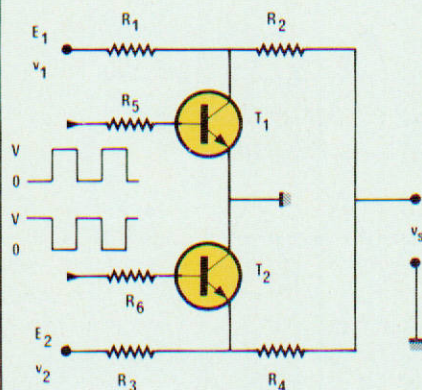


Figure 8

interne, on prélève directement, soit sur l'entrée E1 soit sur l'entrée E2 du commutateur (ou plus exactement après les adaptateurs d'impédances), un signal qui est appliqué sur la borne de synchronisation externe de l'oscilloscope. Sur la figure 5, cela revient, au cas où la tension de syn-

chronisation est prélevée sur le canal 1, à déclencher successivement la base de temps en des points tels que 'A' et 'C'. En même temps, on élimine les transitoires de commutation, sur lesquels aurait toutes chances de se synchroniser la base de temps.

La commutation par transistors bipolaires

Il existe bien des moyens pratiques de réaliser, sous forme électronique, les interrupteurs K1 et K2 de la figure 1 : diodes, transistors bipolaires, transistors à effet de champ, etc. Le deuxième cas étant celui que nous avons retenu, nous précisons ici les modalités de son exploitation, et les problèmes éventuellement rencontrés. Rappelons que le sujet a déjà été abordé sous un angle très général, dans un précédent article de la revue (R.P.-E.L. n° 419).

À l'état saturé, un transistor se comporte pratiquement comme un interrupteur fermé : la tension entre collecteur et émetteur devient presque nulle, et le courant de collecteur ne dépend que des circuits extérieurs. À l'état bloqué, il se rapproche d'un interrupteur ouvert : aucun courant ne le traverse. On peut donc utiliser des transistors pour réaliser électriquement les interrupteurs K1 et K2 de la figure 1.

Dans la pratique, pour des raisons de commodité de mise en œuvre, et pour obtenir les meilleures performances, nous avons préféré exploiter la configuration shunt de la figure 7. Les signaux 1 et 2, provenant des entrées E1 et E2 à travers les atténuateurs et les adaptateurs d'impédances, attaquent respectivement les résistances R1 et R3. Sous l'action des circuits de commande de découpage, les interrupteurs K1 et K2 s'ouvrent et se ferment en opposition de phases.

Supposons d'abord K1 ouvert et K2 fermé, comme le montre la figure 7. À l'évidence, la tension d'entrée v2 se trouve court-circuitée vers la masse, et n'atteint pas la sortie. La tension v1, elle, y parvient. Mais elle est atténuée par l'ensemble R1, R2 et R4, qui forme un diviseur résistif, à cause de la liaison vers la masse introduite par K2. Il ne reste donc, en sortie du découpeur, que le signal :

$$v_s = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_4} v_1$$

De la même façon, lorsque K1 se ferme et que K2 s'ouvre, le signal v2 n'est transmis qu'avec atténuation, et on dispose en sortie de la tension :

$$v_s = \frac{R_2}{R_3 + R_4 + R_2} v_2$$

Comme, par raison de symétrie des deux canaux, on choisit toujours $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, ces deux rapports sont égaux. Il ne restera donc qu'à en tenir compte en comprenant l'atténuation introduite par un gain obtenu soit dans les étages adaptateurs, soit dans l'amplificateur de sortie.

Sous forme électronique, les circuits de découpage théoriques de la figure 7 deviennent, avec des transistors, ceux de la figure 8, utilisant les NPN T1 et T2. À travers les résistances de bases R5 et R6, ceux-ci reçoivent les tensions de commande en crêteaux, qui évoluent entre la masse et +V. La tension V doit être choisie, compte-tenu des valeurs de R5 et R6, pour garantir la saturation de T1 ou de T2, sans pour autant entraîner une sursaturation. En effet, dans ce dernier cas, le stockage des charges dans la base introduirait un retard au blocage, donc des ennuis de commutation (deux transistors simultanément conducteurs pendant les inversions, par exemple).

Le cahier des charges

Il a été étudié pour aboutir à un appareil adapté à la gamme des oscilloscopes dont disposent la majorité des amateurs. Il fallait, pour cela, ne pas risquer la moindre dégradation des performances de l'oscilloscope (nous pensons notamment à la bande passante et au temps de montée), et même, au contraire, améliorer certaines d'entre elles lorsqu'elles sont un peu insuffisantes pour les besoins de l'électronique contemporaine (sensibilité verticale).

La nécessité de l'adaptation aux diverses caractéristiques possibles de l'entrée de synchronisation, nous a conduit à prévoir plusieurs versions des circuits de synchronisation. Précisons ici ces quelques problèmes.

Bande passante résultante de l'ensemble oscilloscope-commutateur

On sait que si deux amplificateurs à large bande A1 et A2, offrant res-

Réalisation

pectivement, à -3 dB, des fréquences supérieures de coupure f_1 et f_2 , sont connectés en cascade, la fréquence de coupure résultante est donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{f_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{f_2}\right)^2}}$$

Les temps de montée (réponse à un échelon unité) sont, par ailleurs, liés à la fréquence de coupure par la relation :

$$\tau = \frac{2,2}{2 \pi f} = \frac{0,35}{f}$$

(un oscilloscope, par exemple, doté d'une bande passante de 10 MHz, offre un temps de montée de 35 ns). On peut en déduire le temps de montée θ d'un ensemble connecté en cascade, en fonction des temps de montée θ_1 et θ_2 de chaque élément :

$$\tau = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$$

De ces relations, on peut déduire l'incidence de l'adjonction d'un commutateur électronique à un oscilloscope donné, lorsqu'on connaît les caractéristiques de ces deux appareils. À titre d'exemple, nous avons résumé, dans le tableau de la figure 9, les fréquences de coupure obtenues à -3 dB, lorsqu'on couple un oscilloscope de 10 MHz à différents commutateurs électroniques de bande passante croissante. Le même tableau donne aussi les temps

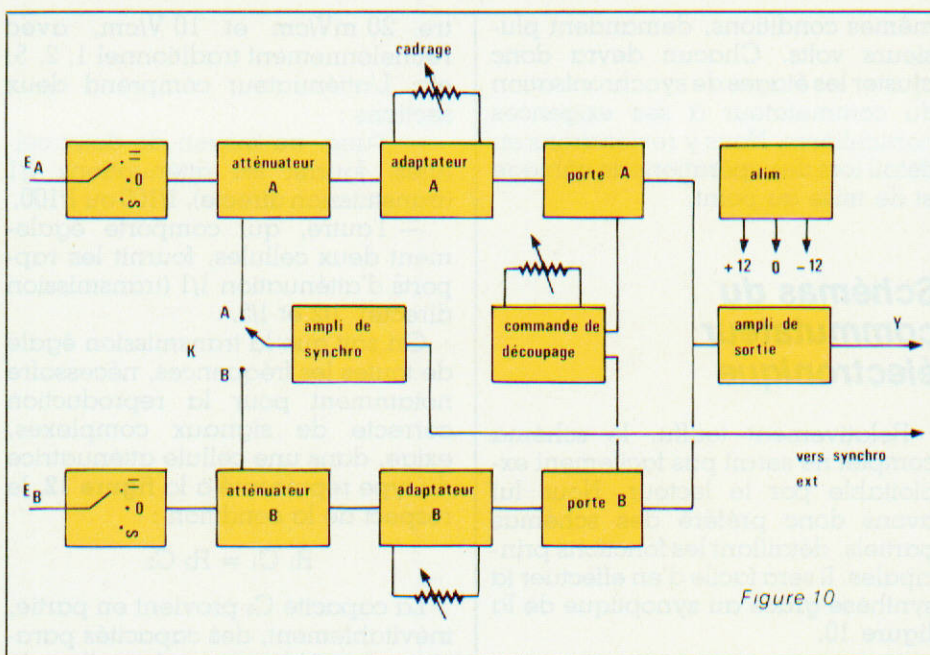


Figure 10

de montée de l'ensemble. Il apparaît clairement qu'un commutateur de 10 MHz conduit à une dégradation sensible des performances. Avec les 15 MHz que nous garantissons pour notre réalisation, les résultats s'améliorent déjà de façon visible. Ceux qui pourront peaufiner les réglages jusqu'aux 24 MHz du prototype, retrouveront très sensiblement les caractéristiques de leur oscilloscope utilisé seul.

Le problème de la sensibilité

En la matière, les progrès observés depuis quelques années sont presque foudroyants. La plupart des oscilloscopes actuels, mêmes de début de gamme, offrent des sensibili-

tés de 20 mV/cm, et parfois mieux.

Voici peu de temps encore, cela n'était qu'exceptionnel, dans la gamme des prix qui concerne les amateurs. On rencontrera donc encore, dans beaucoup de laboratoires, des appareils qui ne descendent pas en-dessous de 50 mV/cm, voire même 100 mV/cm. Pour certaines applications, cette sensibilité se révèle insuffisante, et nous pensons qu'il est bon d'accéder aux 20 mV/cm.

Nous avons donc choisi d'obtenir ce résultat par le biais du commutateur, qui apporte un gain global de 5, en tension, sur chaque canal. On arrivera donc à 20 mV/cm en réglant l'oscilloscope sur 100 mV/cm.

Les circuits de synchronisation

Un oscilloscope n'est agréable d'emploi que s'il est possible de verrouiller, sans acrobatie, même des signaux n'apparaissant qu'avec une faible amplitude sur l'écran : 3 ou 4 millimètres, par exemple. Or, l'usage du commutateur électronique exige, comme nous l'avons vu, le recours à une synchronisation externe : on devra donc tenir compte de la sensibilité de l'entrée correspondante.

Or, en ce domaine, les plus grandes disparités existent. Certains appareils se synchronisent très bien avec un signal externe de quelques dizaines de millivolts seulement, jusqu'aux limites supérieures de la bande passante. D'autres, dans les

f commutateur (MHz)	f résultant (MHz)	τ résultant (ns)
8	6,24	56,0
10	7,08	49,5
12	7,68	45,5
14	8,14	43,0
16	8,48	41,3
18	8,74	40,0
20	8,94	39,1
24	9,14	37,9

Figure 9 : bande passante résultante avec un oscilloscope de 10 MHz (temps de montée 35 ns).

mêmes conditions, demandent plusieurs volts. Chacun devra donc ajuster les étages de synchronisation du commutateur à ses exigences particulières. Nous y reviendrons en détail lors des opérations de câblage et de mise au point.

Schémas du commutateur électronique

Relativement touffu, le schéma complet ne serait pas facilement exploitable par le lecteur. Nous lui avons donc préféré des schémas partiels, détaillant les fonctions principales. Il sera facile d'en effectuer la synthèse grâce au synoptique de la figure 10.

Circuits d'entrée et atténuateurs

On les trouvera à la figure 11. Seul un canal a été représenté, puisque l'autre lui est identique.

Le commutateur K_1 , placé sur l'entrée, permet soit la liaison directe (position 1), ce qui autorise la transmission de la composante continue ; soit le passage à travers C , pour les seules tensions alternatives ; soit, enfin, la déconnexion des bornes d'entrée, ce qui place l'entrée de l'amplificateur à la masse, par l'intermédiaire de la résistance R_9 .

On trouve ensuite un atténuateur compensé à 9 positions, K_2 , qui donne les sensibilités comprises en-

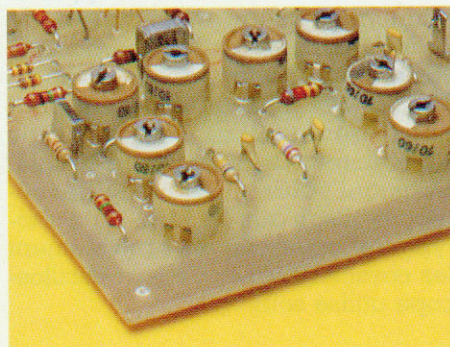
tre 20 mV/cm et 10 V/cm, avec l'échelonnement traditionnel 1, 2, 5, etc. L'atténuateur comprend deux sections :

- l'une, au moyen de deux cellules, fournit les atténuations 1/1 (transmission directe), 1/100 ou 1/100,
- l'autre, qui comporte également deux cellules, fournit les rapports d'atténuation 1/1 (transmission directe), 1/2 et 1/5.

On sait que la transmission égale de toutes les fréquences, nécessaire notamment pour la reproduction correcte de signaux complexes, exige, dans une cellule atténuatrice du type représenté à la figure 12, le respect de la condition :

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

La capacité C_2 provient en partie, inévitablement, des capacités parasites de câblage, et de celles de



l'étage d'entrée. On doit artificiellement l'augmenter, surtout aux forts rapports d'atténuation, pour que les condensateurs série ne deviennent

pas trop faibles, donc irréalisables.

On peut s'interroger sur l'utilité des condensateurs ajustables C_1 , C_4 , C_7 et C_{10} . Ils servent à rendre égales les capacités résultantes d'entrée dans toutes les positions du com-

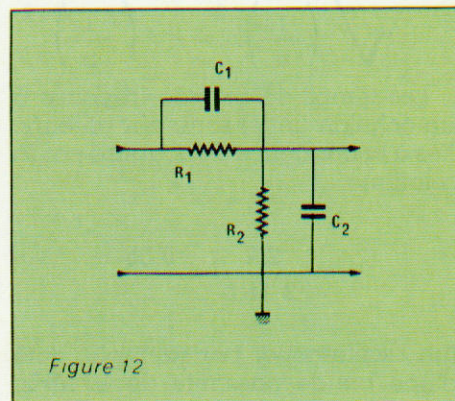


Figure 12

mutateurs K_2 . Cette propriété est indispensable lorsqu'on utilise une sonde atténuatrice, qui comporte elle-même une compensation en fréquence ; celle-ci, évidemment, ne peut pas être retouchée pour chaque sensibilité du commutateur !

Les étages adaptateurs d'impédance

Là encore, la figure 13 ne représente que l'un d'entre eux, l'autre étant rigoureusement identique.

L'impédance d'entrée, vue par la sortie de l'atténuateur, est fixée à 1 M Ω à l'aide de la résistance R_9 . On trouve ensuite un circuit destiné à protéger le FET T_1 contre les surtensions. Montées avec des polarités contraires, les diodes D_1 et D_2 , modèles au silicium de faible capacité, limitent à $\pm 0,7$ volt l'excursion maximale sur la grille du FET. Le courant maximal qui les traverse, pour une surtension accidentelle de 400 volts (limite supérieure acceptable), est limité à 4 mA environ par la résistance R_{10} . Ici encore, il faut un réseau de compensation en fréquence, à cause des capacités des diodes et du transistor à effet de champ : c'est le rôle du condensateur C_{13} .

Le FET présente une impédance d'entrée complexe, susceptible de devenir négative à certaines fréquences élevées, et d'entraîner une entrée en oscillations. On compense cette impédance négative par la résistance R_{11} .

Le transistor à effet de champ, vis-à-vis de l'amplification verticale, travaille en drain commun,

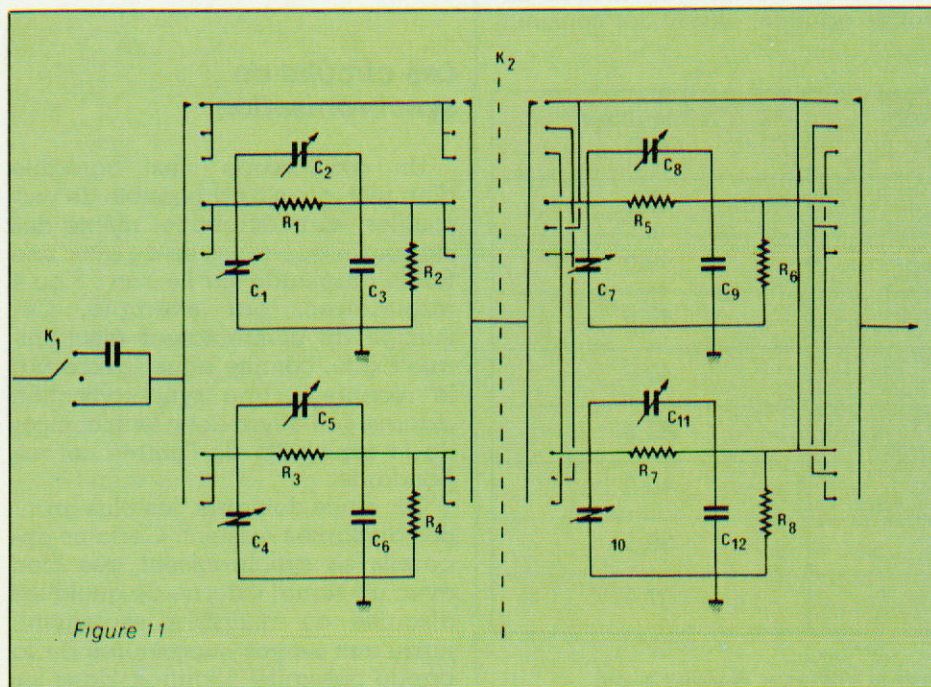


Figure 11

Réalisation

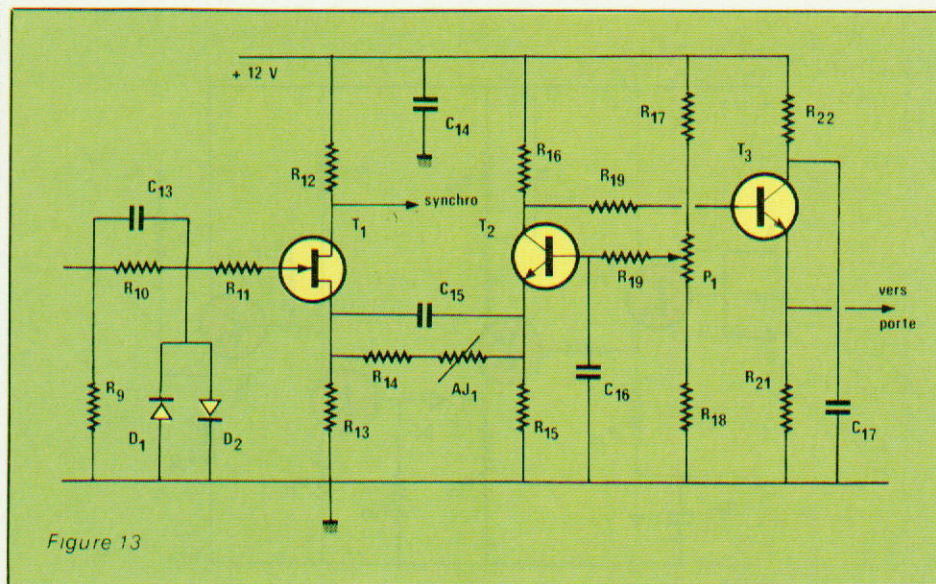


Figure 13

puisqu'on recueille le signal sur sa source (nous expliquerons ultérieurement le rôle de R_{12}). Il attaque à son tour le transistor NPN T_2 utilisé, lui, en base commune, donc avec une faible impédance d'entrée.

Deux réglages interviennent au niveau de T_2 . Le premier, à ajuster une fois pour toutes lors de la mise au point, met en jeu l'ajustable AJ_1 . En dosant le rapport d'atténuation introduit par le couplage entre T_1 et T_2 , AJ_1 commande le gain de l'étage, et, finalement, celui de toute la chaîne amplificatrice. Une fois encore, un condensateur (C_{15}), compense les capacités parasites.

Le deuxième réglage, accessible de l'extérieur, constitue la commande de cadrage vertical. Il agit, grâce au potentiomètre P_1 , en fixant la polarisation de base de T_2 , donc le courant de repos de ce transistor, et son potentiel moyen de collecteur. Vis-à-vis de l'alternatif, la base est énergiquement découplée par C_{16} .

Les signaux sortant à haute impédance du collecteur de T_2 , il est nécessaire de les reprendre à travers l'étage à collecteur commun T_3 , avant de les transmettre aux portes de commutation.

On notera, dans cette partie du montage, le découplage de l'ensemble T_1, T_2 par le condensateur C_{14} , et celui de T_3 par l'ensemble R_{22} et C_{17} .

Les circuits de découpage

Comme la partie « commande » est ici, commune aux deux canaux, nous avons, dans la figure 14, représenté l'ensemble des deux voies.

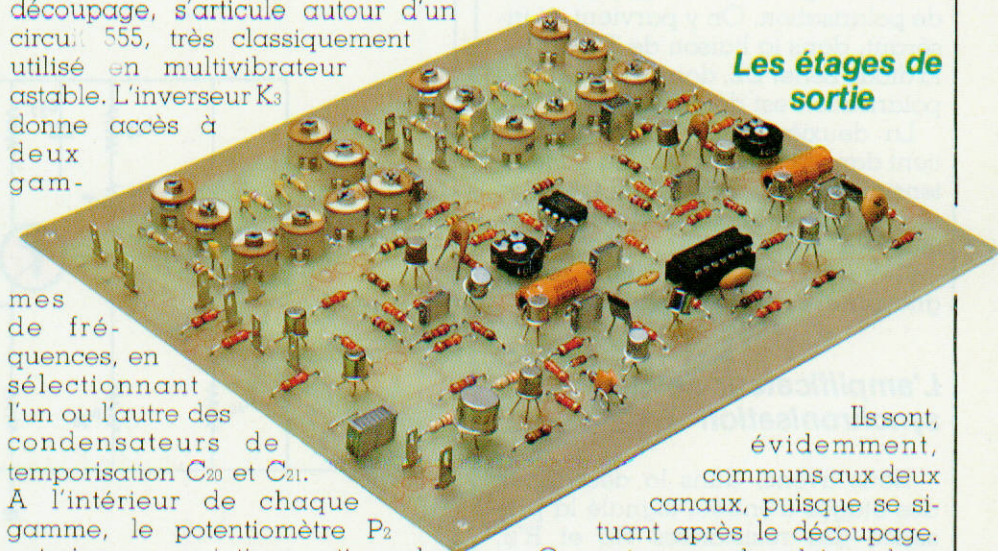
L'horloge, qui fixe la fréquence de découpage, s'articule autour d'un circuit 555, très classiquement utilisé en multivibrateur astable. L'inverseur K_3 donne accès à deux gam-

mes de fréquences, en sélectionnant l'un ou l'autre des condensateurs de temporisation C_{20} et C_{21} . A l'intérieur de chaque gamme, le potentiomètre P_2 autorise une variation continue de la fréquence.

Prélevés sur la sortie 3 du 555, les tops d'horloge excitent une bascule bistable, qui utilise la moitié d'un circuit intégré 4013. Sur les sorties Q et Q, on dispose donc de créniaux rigoureusement symétriques, et en opposition de phases. À travers les résistances R_{25} et R'_{25} , ces créniaux commandent respectivement les bases des transistors T_4 et T_5 , les faisant alternativement passer du blocage à la saturation, donc de la situation d'interrupteur ouvert à celle d'interrupteur fermé.

On reconnaîtra, dans l'ensemble R_{23}, R_{24}, R'_{23} et R'_{24} , les résistances dont le rôle a été expliqué aux figures 7 et 8. Tous ces éléments introduisant d'innombrables capacités parasites, il convient encore de prévoir des circuits de correction : ils mettent en jeu les condensateurs C_{18}, C_{19}, C'_{18} et C'_{19} .

Les étages de sortie



Ils sont, évidemment, communs aux deux canaux, puisque se situant après le découpage. On en trouvera le schéma dans la figure 15.

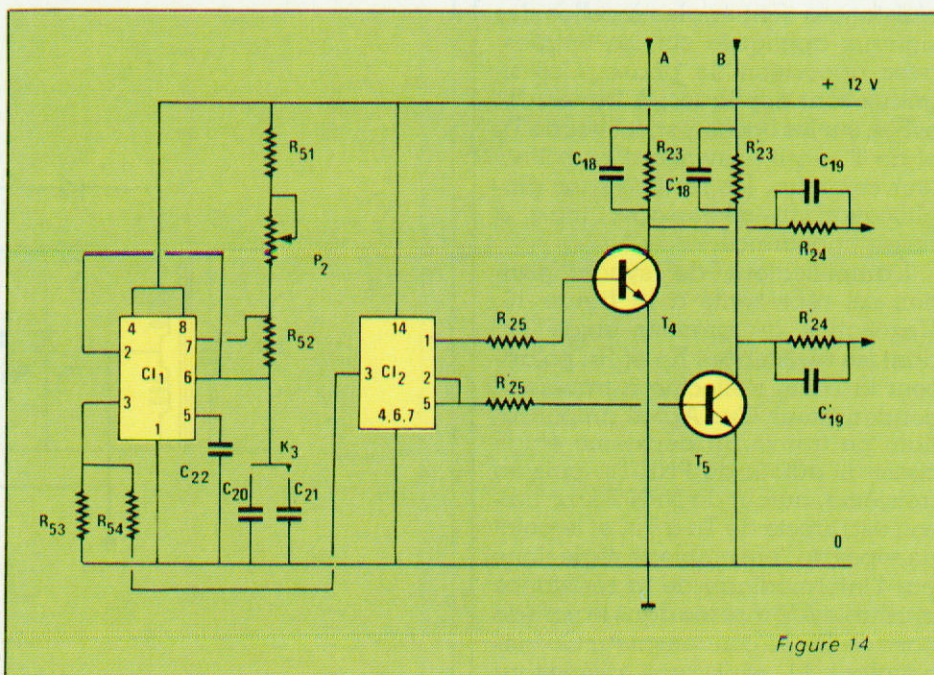


Figure 14

Réalisation

Les signaux découplés, aux sorties R_{24} et R'_{24} , sont tour à tour appliqués sur la base du transistor T_6 , utilisé en collecteur commun, donc en adaptateur d'impédances. Ils attaquent ensuite la base du PNP T_7 , alimenté à la fois sous + 12 volts (à travers la charge d'émetteur R_{52}) et sous - 12 volts (charge de collecteur R_{51}). Un découplage d'émetteur par le petit condensateur C_{23} élargit la bande passante vers les fréquences élevées.

Il convient, lorsqu'aucun signal n'est appliqué sur les entrées, et que les potentiomètres de cadrage se trouvent à mi-course, de disposer d'un potentiel nul sur la sortie générale du commutateur. Ceci oblige à introduire, dans les étages de sortie, un décalage de la tension continue de polarisation. On y parvient en insérant, dans la liaison de T_7 vers T_8 , la diode Zener DZ , dont le courant de polarisation est déterminé par R_{53} .

La deuxième amplification s'obtient dans le NPN T_8 , dont le gain en tension est fixé par le rapport des résistances d'émetteur et de collecteur, R_{54} et R_{32} . Enfin, T_9 , utilisé en collecteur commun, délivre les signaux de sortie à basse impédance.

L'amplificateur de synchronisation

Nous avons, dans la description des étages d'entrée, signalé la présence des résistances R_{12} et R'_{12} , chargeant les drains des transistors à effet de champ T_1 et $T'1$. Comme ces résistances sont égales à celles des signaux appliqués sur les entrées, avec opposition de phase. Ces signaux sont appliqués, à travers R_{36} et R'_{36} , sur les bases respectives de T_{10} et de T'_{10} , qui, travaillant en collecteur commun, les restitue sans amplification ni déphasage, mais à basse impédance.

L'amplificateur de synchronisation est représenté à la figure 16. L'excitation du premier étage T_{11} , dont les résistances R_{38} et R_{39} polarisent la base, s'effectue à travers le condensateur C_{25} . Après amplification, on trouve un deuxième étage construit autour du PNP T_{12} , puis un troisième, autour du NPN T_{13} . La liaison est directe de T_{12} à T_{13} , et le point de repos de l'ensemble se règle donc par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ_2 , insérée dans le pont de base de T_{12} . Le condensateur C_{27} , découplant la résistance d'émetteur

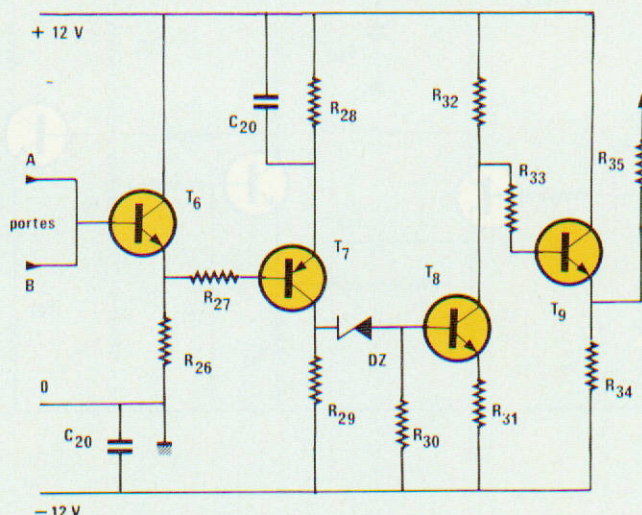


Figure 15

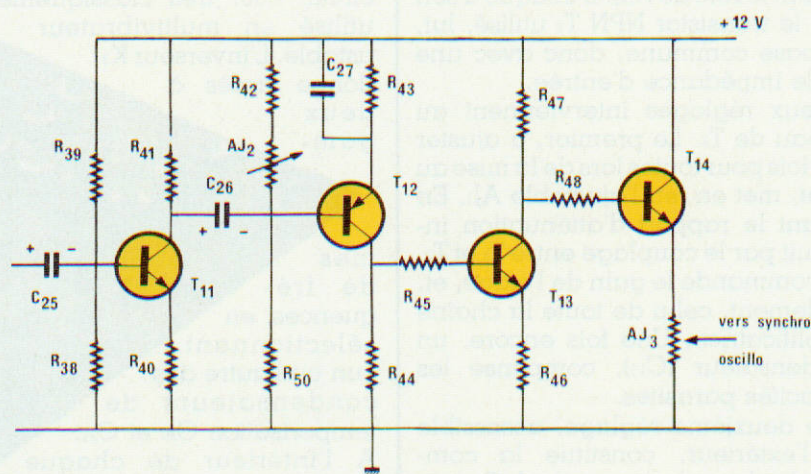


Figure 16

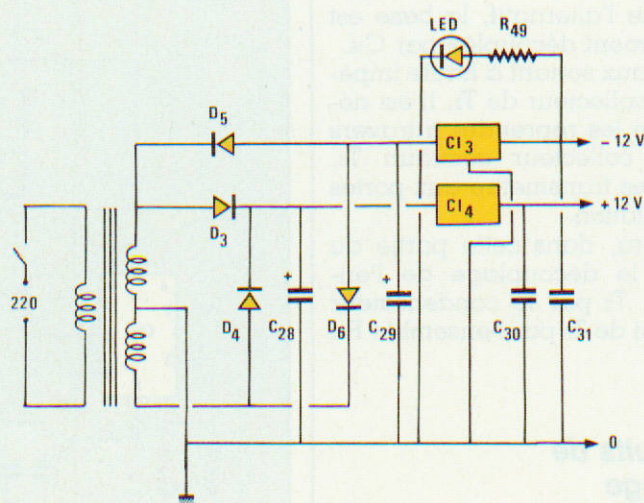


Figure 17

R₄₃, élargit la bande passante vers les fréquences élevées.

La sortie, enfin, est prise sur le collecteur commun T₁₄. On dose le niveau, en fonction des caractéristiques de l'oscilloscope associé, par l'ajustable AJ₃.

On remarquera qu'au total, l'amplificateur du synchronisation introduit un déphasage de 180°. Comptenu de celui que provoquent les FET T₁ et T₁, la sortie synchro se retrouve ainsi en phase avec les entrées : les commandes « synchro + » et « synchro - » de l'oscilloscope, conservent donc leurs polarités.

Les alimentations

Le fonctionnement des divers sous ensembles du commutateur requiert, nous l'avons vu, deux tensions d'alimentation symétriques par rapport à la masse, de + 12 volts et - 12 volts. Elles sont élaborées de

façon très simple, comme le montre la figure 17.

Les deux demi-secondaires de 12 volts du transformateur TR, donnent, après redressement par D₃, D₄, D₅ et D₆, les tensions positives et négatives que filtrent les condensateurs C₂₈ et C₂₉. Deux circuits intégrés 7812 et 7912 assurent la régulation du + 12 volts et du - 12 volts respectivement. C₃₀ et C₃₁ améliorent, après stabilisation, la réponse aux appels transitoires de courant.

La diode électroluminescente utilisée comme témoin de mise sous tension, et polarisée à travers R₄₉, est insérée dans la section - 12 volts.

Les circuits imprimés et leur câblage

Trois circuits imprimés se partagent l'ensemble des composants du commutateur.

Le premier, et le plus important, rassemble presque tout, à l'exception de l'alimentation, et de l'amplificateur de synchronisation. On en trouvera le dessin à la figure 18, et le schéma d'implantation à la figure 19. Il convient impérativement de respecter la disposition et le tracé que nous donnons : l'un et l'autre conditionnent l'importance des capacités parasites, donc le choix des nombreux condensateurs de compensation.

Quelques difficultés, cependant, peuvent naître lors de l'approvisionnement des condensateurs ajustables des atténuateurs d'entrées.

Ceux que nous avons choisis offrent l'avantage d'un assez faible coefficient de température, et l'inconvénient d'une certaine fragilité : il ne faut pas les tourner plusieurs fois à

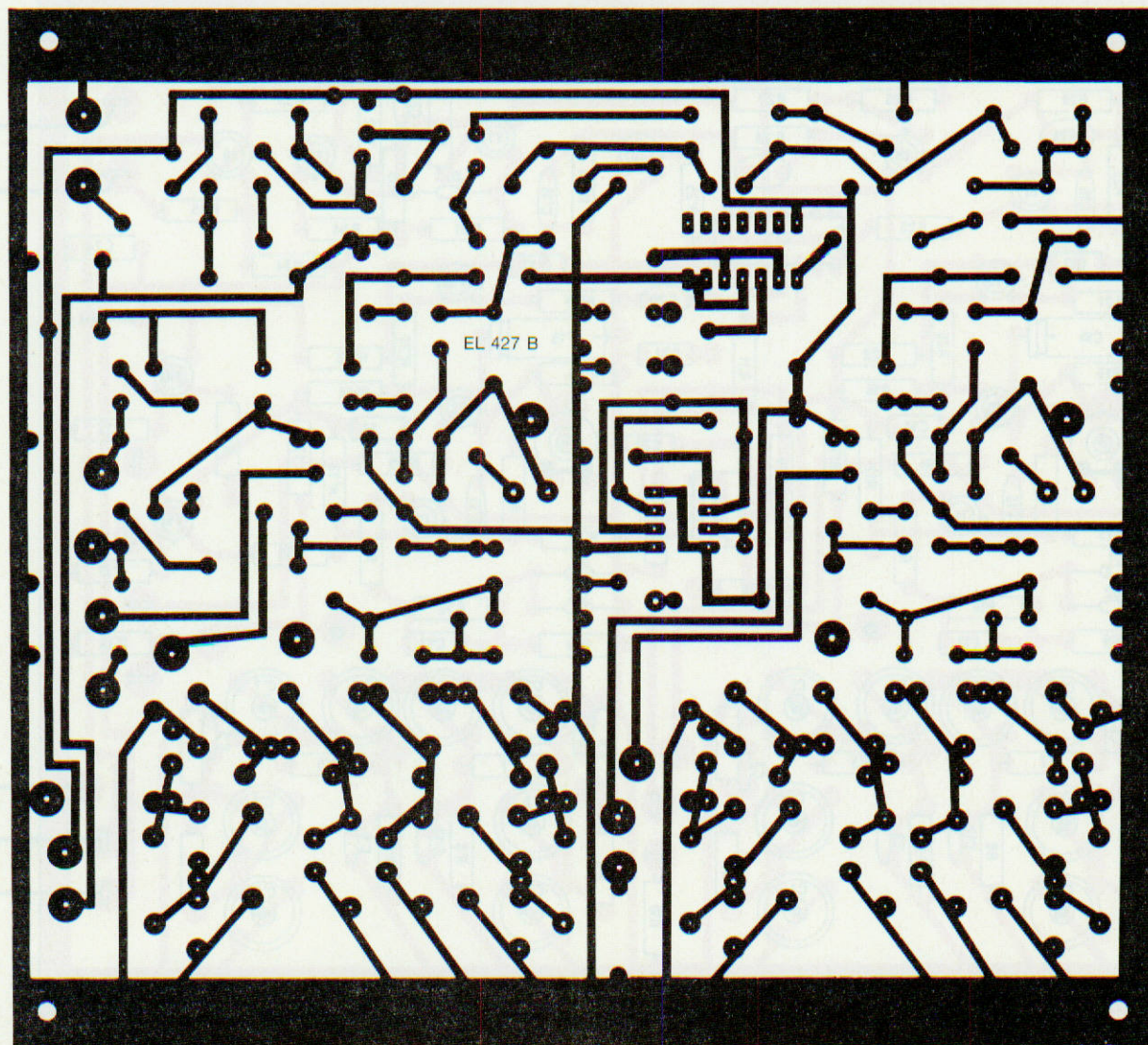


Figure 18

tort et à travers, mais rechercher doucement le point de réglage optimal.

Pour les lecteurs qui disposeraient d'autres modèles de condensateurs ajustables, de taille plus petite, le remplacement est possible, à condition d'observer la même disposition générale, et, en particulier, de ne pas changer la place du centre de chaque condensateur.



De petite taille, le circuit de l'amplificateur de synchronisation ne pose aucun problème particulier. On trouvera le dessin de son circuit à la figure 20, et l'implantation des composants à la figure 21.

Enfin, les figures 22 et 23 concernent l'alimentation. On veillera attentivement à l'orientation des régulateurs de tension, dont le brochage est différent pour la version positive (7812) et pour la version négative (7912).

Les premiers réglages

On aura tout intérêt à effectuer les premiers réglages, et quelques contrôles, sur les sous-ensembles séparés, avant les interconnexions finales et la mise en coffret. Ceci permettra de déceler à temps des erreurs possibles, et d'y remédier sans avoir à tout démonter.

La plaquette d'alimentation

Elle doit fonctionner du premier coup, et ne nécessite aucun réglage.

En l'alimentant pas le transformateur, on vérifiera que les sorties délivrent bien + 12 volts et - 12 volts. Des écarts de l'ordre de 10 %, imputables aux tolérances sur les régulateurs, ne présentent aucun inconvénient pratique.

L'amplificateur de synchronisation

Après l'avoir alimenté sous + 12 volts par un branchement provisoire, on l'attaquera à l'aide d'un générateur BF réglé sur quelques kilohertz, et on observera, à l'oscilloscope, les signaux sur la sortie, en réglant provisoirement A_{j3} pour le niveau maximal.

En augmentant l'amplitude des signaux d'entrée, on parviendra à l'écrêtage : ceci permet, par A_{j2} , d'ajuster la polarisation de T_{12} , donc celle de tous les étages qui suivent.

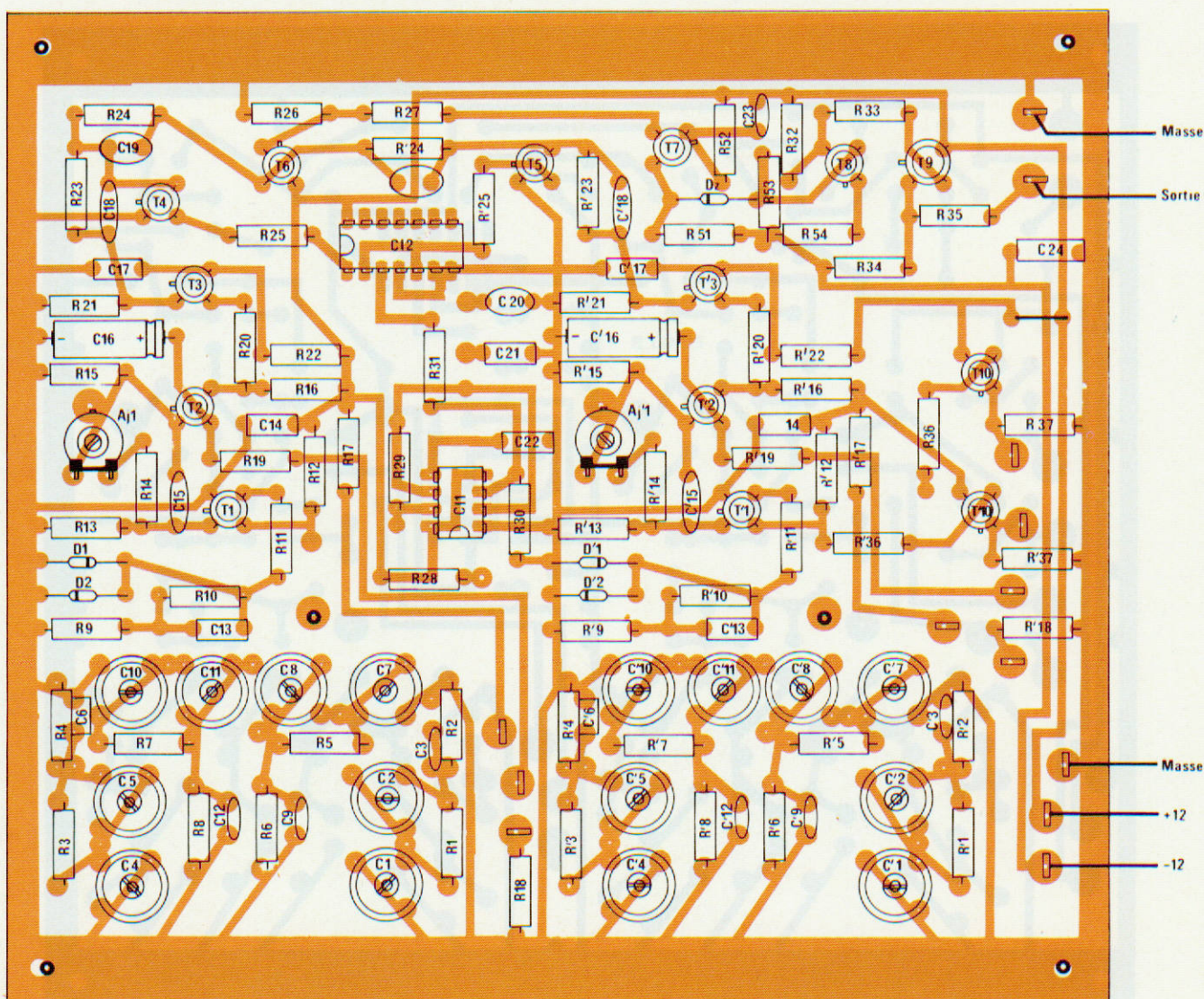


Figure 19

Réalisation

Les oscillogrammes A et B illustrent ce travail.

En A, l'écrêtage unilatéral indique une polarisation mal choisie. En retouchant AJ₂, on doit obtenir les résultats illustrés en B. Le gain de l'ensemble, comme on peut le vérifier en diminuant l'amplitude du générateur pour supprimer l'écrêtage, est voisin de 30 : il suffira à la majorité des oscilloscopes, et devra même, parfois, être réduit par l'intermédiaire de AJ₃.

On peut dès maintenant, d'ailleurs, vérifier que l'amplificateur de synchronisation convient bien à l'oscilloscope utilisé. Pour cela, on réalisera le montage de la figure 24. Le générateur BF délivre des sinusoïdes d'environ 10 mV crête à crête ce qui correspondra, après traitement par l'ensemble commutateur-oscilloscope, à une hauteur de 5 mm sur l'écran. Les signaux du générateur traversent l'amplificateur de synchronisation, dont la sortie est reliée à deux entrées de l'oscilloscope : l'entrée verticale, d'une part, afin d'afficher une trace sur l'écran ; l'entrée de synchronisation externe, d'autre part. En diminuant progressivement la tension de sortie par AJ₃, et en retouchant le seuil de déclenchement sur l'oscilloscope, on déterminera l'amplitude minimale permettant de stabiliser l'oscillogramme.

Si d'aventure — mais c'est peu probable — le gain maximal de l'amplificateur de synchronisation ne permettait pas un déclenchement sans problème, il faudrait augmenter le gain. On y parviendrait en augmentant la résistance R₄₁, et éventuellement aussi R₄₇ (passer à 4,7 ou 5,6 k Ω au lieu de 3,3 k Ω).

Cette opération modifie la bande passante, et nécessite de modifier la correction de fréquence, en choisissant une capacité un peu plus élevée pour C₂₇ (de 100 pF à 220 pF). On en sélectionnera la valeur optimale en signaux rectangulaires. Le montage d'essai reste le même que sur la figure 24, mais le générateur délivre des créneaux d'environ 20 mV crête à crête.

Si la capacité de C₂₇ est bien choisie, les créneaux, en sortie de l'amplificateur de synchronisation, reproduisent fidèlement ceux de l'entrée, comme dans l'oscillogramme C. Une capacité insuffisante conduit aux déformations illustrées par l'oscillogramme D (augmentation des temps de montée et de descente, avec des arrondis en fin de transi-

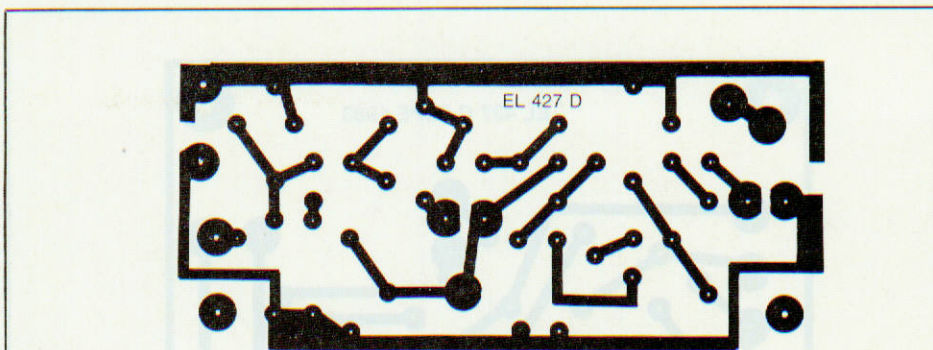


Figure 20

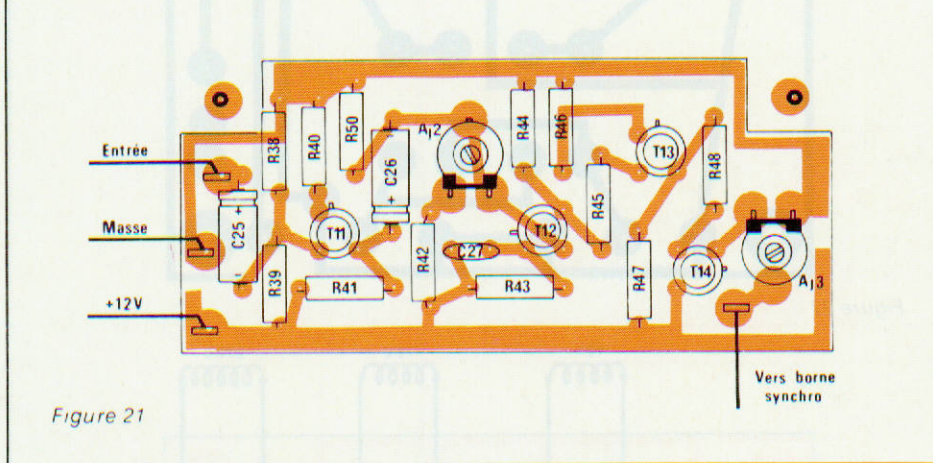


Figure 21

tions). Au contraire, une capacité trop grande donne naissance à des dépassements, comme dans l'oscillogramme E.

La plaquette principale

Pour cette phase des essais, on réalisera le montage provisoire de la figure 25. Le même signal attaque, simultanément, les deux entrées E₁ et E₂ de la plaquette principale (directement aux bornes de R₉ et de R₉, puisque les atténuateurs d'entrée ne sont pas en place), et l'entrée de l'amplificateur de synchronisation. On choisira, dans tous les cas énumérés ci-dessous, sauf

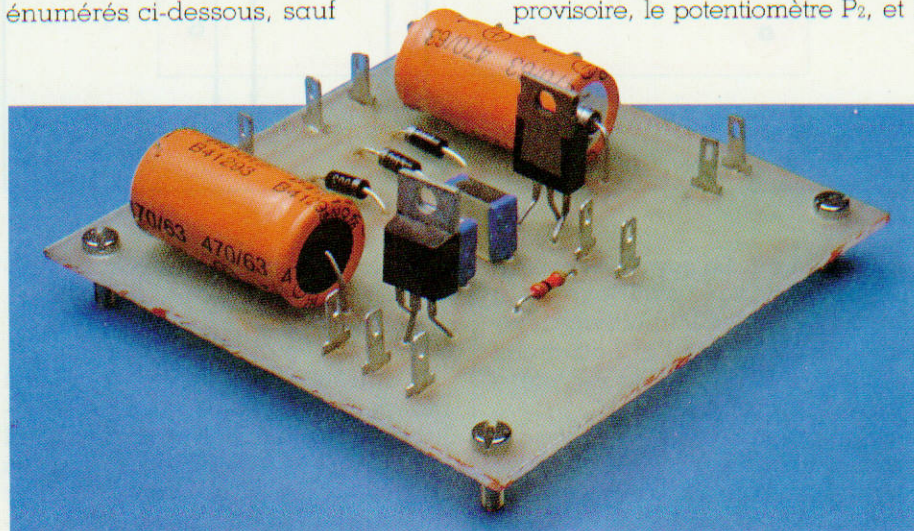
le premier, une amplitude d'environ 40 mV crête à crête.

Contrôle des circuits de protection

Il s'agit, en augmentant progressivement l'amplitude d'entrée de 40 mV, à plusieurs volts ou plusieurs dizaines de volts, de vérifier l'action des diodes de protection D₁, D₂, D₁' et D₂'. Pour cela, on observera le signal (sinusoïdal ou triangulaire) sur la grille du FET T₁, puis sur celle de T₁'. L'oscillogramme F montre les signaux qu'on doit observer.

Contrôle de la commande de découpage

On connectera, toujours de façon provisoire, le potentiomètre P₂, et le



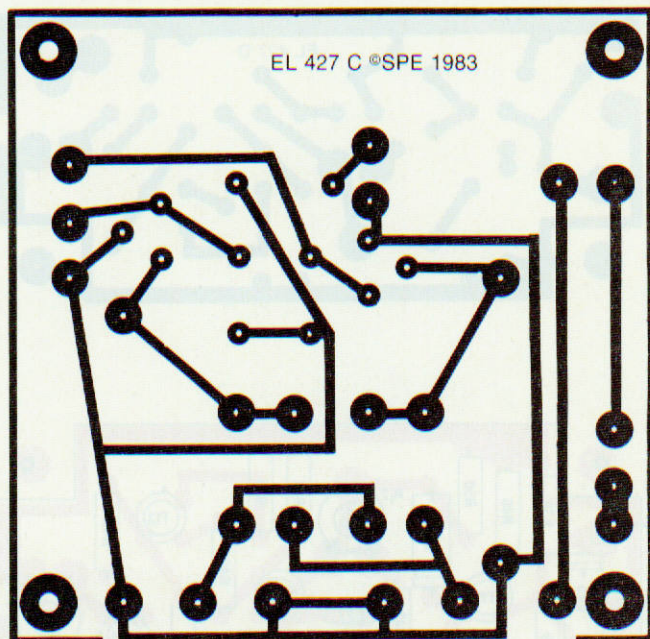


Figure 22

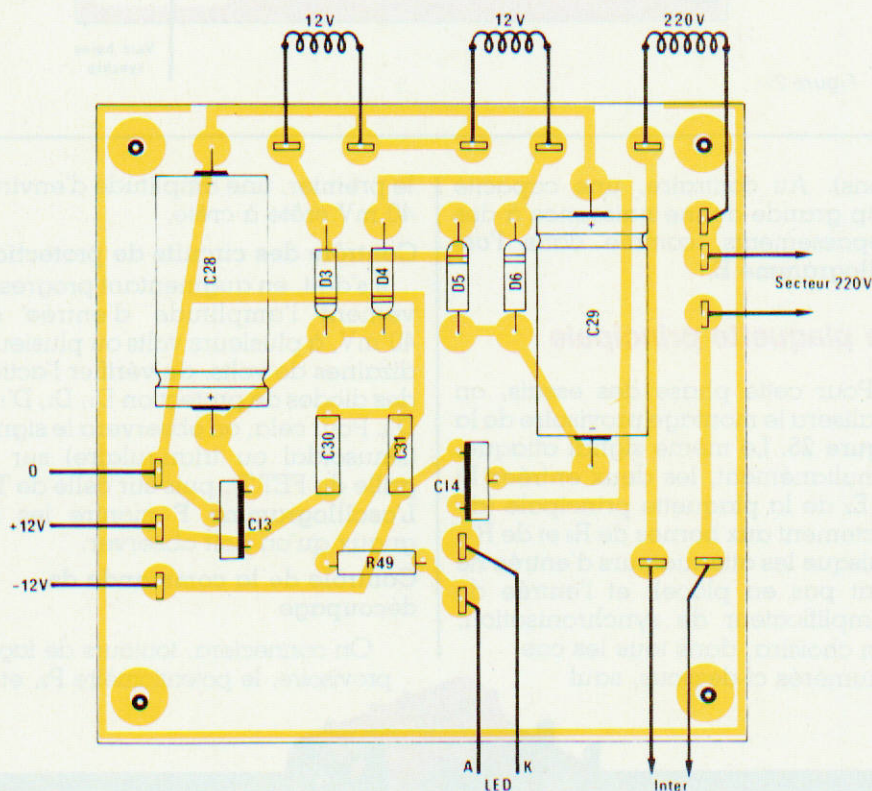


Figure 23

commutateur K. Le contrôle consiste à vérifier les signaux d'horloge sur la sortie 3 du circuit Cl₁ (multivibrateur 555), et sur les sorties 1 et 2 du circuit Cl₂ (bascule 4013). On se reportera aux oscillogrammes G et H.

Par commutation de K (choix des gammes) et par le jeu de P₂ (réglage fin) on doit, à $\pm 20\%$, couvrir les gammes de fréquence annoncées

dans notre résumé des caractéristiques.

Réglage du gain global

L'entrée de l'oscilloscope est maintenant réglée sur une sensibilité de 100 mV/cm, ce qui correspond au cas normal d'utilisation. Sur les deux entrées du commutateur (montage de la figure 25), on appli-

que une sinusoïde d'exactly 40 mV crête à crête, à 1000 Hz environ. Si l'oscilloscope n'offre pas une sensibilité suffisante pour cette mesure, on pourra employer un millivoltmètre alternatif.

Le réglage du gain se fait par l'intermédiaire des résistances ajustables AJ₁ et AJ₁, de façon à obtenir, pour chaque trace, une hauteur de 2 cm exactement, sur l'écran.

Contrôle des commandes de cadrage.

En agissant sur les potentiomètres P₁ et P₁, on vérifiera qu'il est possible de décadrer chaque trace largement du haut en bas de l'écran (l'excursion maximale doit atteindre plusieurs fois la hauteur totale), de façon à peu près symétrique.

En cas d'une très grande dissymétrie, il faudrait incriminer les FET T₁ ou T₁, et la dispersion de leurs I_{DSS}. Le remède, simple, consiste à modifier l'une ou l'autre des résistances R₁₂ et R₁₈ branchées en talon avec P₁ (R₁₂ et R₁₈ pour le deuxième canal).

Contrôle et réglage de la bande passante

Il est nécessaire, pour ce contrôle, de disposer de signaux rectangulaires à 1 MHz au moins, à très faibles temps de montée et de descente (10 ns au maximum). Si le générateur du laboratoire n'offre pas semblables caractéristiques (ce qui est probable pour les temps de transition), on pourra facilement construire un petit oscillateur avec des circuits logiques TTL, ou avec un comparateur rapide. L'amplitude délivrée, là encore, sera de l'ordre de 40 mV crête à crête.

On commencera par contrôler les étages de préamplification, en prélevant le signal observé sur l'émetteur du transistor T₃ (T₃ pour le deuxième canal), toujours avec le montage de la figure 25. La bande passante maximale, sans sur-correction, conduit à une reproduction fidèle des signaux. Une sous-correction allonge les temps de transition, alors qu'une sur-correction introduit des dépassements. On se reportera aux oscillogrammes C, D et E, qui illustrent ces mêmes phénomènes pour l'amplificateur de synchronisation.

Si on observait soit une sous-correction, soit une sur-correction, il faudrait modifier légèrement la capacité du condensateur C₁₅ (et C₁₅ pour la deuxième canal).

Ensuite, en branchant l'oscilloscope sur la sortie générale (émetteur

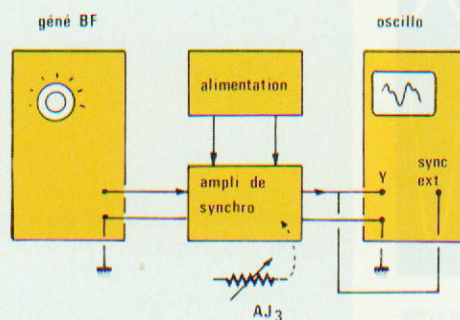


Figure 24

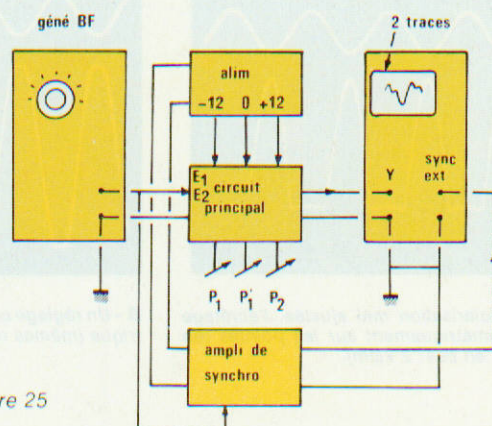


Figure 25

de T_9 , à travers R_{35}), on contrôlera la bande passante pour l'ensemble du montage. Cette fois, si une retouche s'avère nécessaire, elle porte sur le condensateur C_{23} .

Réalisation finale

Nous consacrerons, dans notre prochain numéro, le deuxième volet de cet article aux aspects mécaniques de la réalisation, et à l'interconnexion finale.

Nous avons préféré clore cette première avec les oscillogrammes qui vous permettront de tester chaque carte séparément.

Le deuxième volet dévoilera aussi l'énoncé des caractéristiques de l'appareil: que nos lecteurs s'arment donc de patience...

(à suivre)

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances 0,25 watt à $\pm 5\%$

Nous traiterons, à part, le problème des résistances des atténuateurs référencées de R_1 à R_8 , et de R'_1 à R'_8 .

R_9, R'_9 : 1 M Ω
 R_{10}, R'_{10} : 100 k Ω
 R_{11}, R'_{11} : 100 Ω
 R_{12}, R'_{12} : 330 Ω
 R_{13}, R'_{13} : 330 Ω
 R_{14}, R'_{14} : 100 Ω
 R_{15}, R'_{15} : 330 Ω
 R_{16}, R'_{16} : 2,2 k Ω
 R_{17}, R'_{17} : 4,7 k Ω
 R_{18}, R'_{18} : 15 k Ω

R_{19}, R'_{19} : n'existe pas, à cause d'une erreur de numérotation...

R_{20}, R'_{20} : 2,2 k Ω
 R_{21}, R'_{21} : 2,2 k Ω
 R_{22}, R'_{22} : 33 Ω
 R_{23}, R'_{23} : 1,5 k Ω
 R_{24}, R'_{24} : 2,2 k Ω
 R_{25}, R'_{25} : 2,2 k Ω
 R_{26} : 1 k Ω
 R_{27} : 33 Ω
 R_{28} : 1,2 k Ω
 R_{29} : 820 Ω
 R_{30} : 3,3 k Ω
 R_{31} : 220 Ω
 R_{32} : 1,2 k Ω
 R_{33} : 100 Ω
 R_{34} : 220 Ω
 R_{35} : 220 Ω
 R_{36}, R'_{36} : 3,3 k Ω
 R_{37}, R'_{37} : 2,7 k Ω
 R_{38} : 6,8 k Ω
 R_{39} : 56 k Ω
 R_{40} : 1 k Ω
 R_{41} : 3,3 k Ω
 R_{42} : 2,7 k Ω
 R_{43} : 1 k Ω
 R_{44} : 3,3 k Ω
 R_{45} : 33 Ω
 R_{46} : 1 k Ω
 R_{47} : 3,3 k Ω
 R_{48} : 330 Ω
 R_{49} : 1 k Ω
 R_{50} : 68 k Ω
 R_{51} : 4,7 k Ω
 R_{52} : 2,2 k Ω
 R_{53} : 3,3 k Ω
 R_{54} : 330 Ω

Les résistances des atténuateurs

Pour chacune d'elles, nous indiquons deux valeurs : la première est la valeur exacte permettant d'obtenir les atténuations souhaitées. On les prendra alors à

1 %, mais ce matériel n'est pas toujours facile à trouver. Une solution acceptable consiste à les remplacer par des résistances normalisées, à 5 % en les triant : c'est ce que nous proposons en donnant la deuxième valeur.

	E96	E24
R_1, R'_1 :	1 M Ω	1 M Ω
R_2, R'_2 :	10 k Ω	10 k Ω
R_3, R'_3 :	910 k Ω	910 k Ω
R_4, R'_4 :	120 k Ω	120 k Ω
R_5, R'_5 :	800 k Ω	820 k Ω
R_6, R'_6 :	249 k Ω	270 k Ω
R_7, R'_7 :	604 k Ω	620 k Ω
R_8, R'_8 :	665 k Ω	680 k Ω

Résistances ajustables (Piher horizontales)

AJ_1, AJ'_1 : 220 Ω
 AJ_2 : 10 k Ω
 AJ_3 : 500 Ω

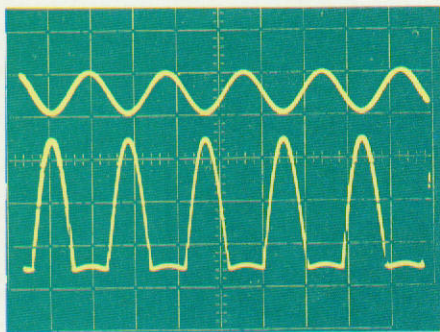
Condensateurs ajustables :

$C_1, C_2, C_4, C_5, C_7, C_8, C_{10}, C_{11}, C'_{11}, C'_2, C'_4, C'_5, C'_7, C'_8, C'_{10}, C'_{11}$: 10/60 pF.

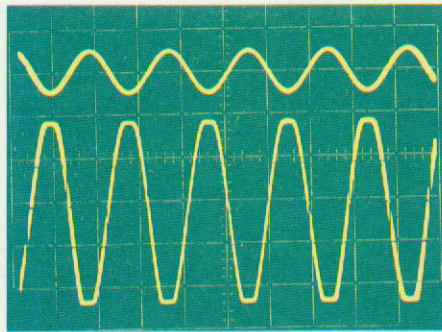
Condensateurs film plastique ou céramique :

C_3, C'_3 : 100 pF
 C_6, C'_6 : 1 nF
 C_9, C'_9 : 33 pF
 C_{12}, C'_{12} : 33 pF
 C_{13}, C'_{13} : 100 nF
 C_{14}, C'_{14} : 33 nF
 C_{15}, C'_{15} : 150 pF (voir texte)
 C_{17}, C'_{17} : 4,7 nF
 C'_{18}, C'_{18} : 68 pF
 C_{19}, C'_{19} : 15 pF
 C_{20} : 470 pF

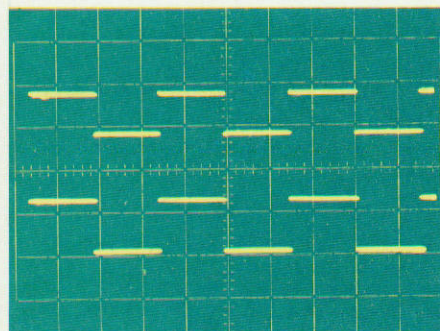
Réalisation



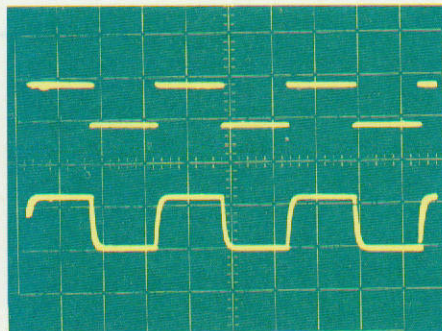
A - Avec une polarisation mal ajustée, l'écrêtage intervient dissymétriquement sur les pointes (en haut: 0,5 V/cm; en bas: 2 V/cm).



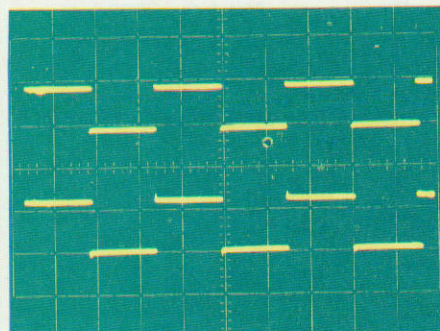
B - Un réglage correct conduit à un écrêtage symétrique (mêmes réglages que précédemment).



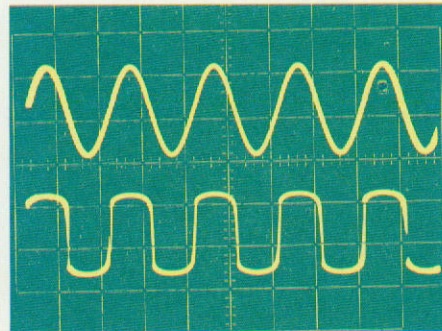
C - Pour une bonne compensation en fréquence, les signaux rectangulaires sont fidèlement reproduits (fréquence de travail d'environ 2 kHz).



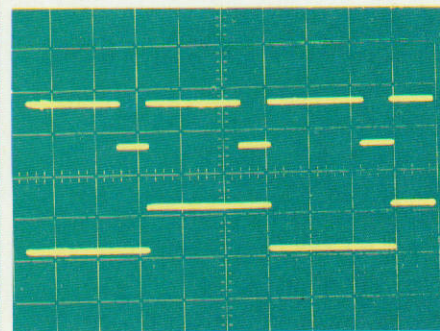
D - Une sous-compensation ralentit les temps de montée et de descente (même fréquence que précédemment).



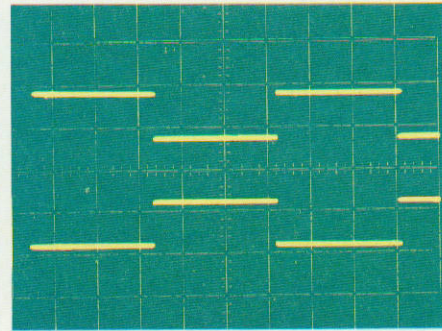
E - Au contraire, une surcompensation introduit des dépassements sur les transitoires rapides, comme le montre ici la trace inférieure.



F - Lorsque l'amplitude d'entrée excède 1,2 volts crête à crête, les diodes de protection limitent l'excursion (en haut: 10 V/cm; en bas: 0,5 V/cm).



G - La trace supérieure (10 V/cm) représente les signaux d'horloge, à la sortie de Cl1. La trace inférieure (10 V/cm) est prélevée sur l'une des sorties de la bande Cl2.



H - Les deux sorties de la bascule délivrent des créneaux en opposition de phases (10 V/cm) sur les deux entrées.

C₂₁ : 100 nF
C₂₂ : 15 nF
C₂₃ : 68 pF (voir texte)
C₂₄ : 150 nF
C₂₇ : 150 pF
C₃₀ : 220 nF
C₃₁ : 220 nF

Condensateurs électrochimiques (25 volts)

C₁₆, C'₁₆ : 10 μ F
C₂₅ : 4,7 μ F
C₂₆ : 4,7 μ F
C₂₈ : 470 μ F
C₂₉ : 470 μ F

Potentiomètres linéaires

P₁, P'₁ : 2,2 k Ω
P₂ : 470 k Ω

Diodes

D₁, D'₁, D₂, D'₂ : 1N 4148
D₃, D₄, D₅, D₆ : 1N 4002
DZ : Zéner 9,1 V (400 mW).

Transistors

T₁, T'₁ : 2N 4416
T₂, T'₂ : 2N 2369
T₃, T'₃ : 2N 2369
T₄ : 2N 2369
T₅ : 2N 2369
T₆ : 2N 2222
T₇ : 2N 2907
T₈ : 2N 2222
T₉ : 2N 2219
T₁₀, T'₁₀ : 2N 2222
T₁₁ : 2N 2222
T₁₂ : 2N 2907
T₁₃ : 2N 2222
T₁₄ : 2N 2222

Circuits intégrés :

Cl₁ : 555
Cl₂ : 4013
Cl₃ : 7812
Cl₄ : 7912

Commutateurs des atténuateurs

Soulat Frères : 4 sections 12 positions référence : 4B12.

Transformateur

2 $\times$ 12 V - 12 VA

4^e Salon International de la maquette et du modèle réduit

La quatrième édition du Salon international de la maquette et du modèle réduit s'est déroulée, comme les autres années, au CNIT ou si vous préférez à la Défense, à portée du RER de Paris...

128 392 visiteurs ont pu se presser dans les allées contre 101 288 l'année dernière, une progression spectaculaire que nous n'expliquerons pas uniquement par le mauvais temps qui régnait sur la France entière à cette époque.

Ce Salon est un peu l'occasion de découvrir les nouveautés ; elles sont multiples, comme dans tous les Salons, mais pas toutes significatives. Ce qui nous intéresse ici, c'est surtout l'électronique avec les émetteurs, récepteurs et accessoires de radiocommande et, dans une moindre mesure les maquettes destinées à s'associer à ces ensembles. Commençons donc avec la radio et plus particulièrement par un constructeur français qui proposait un système de radiocommande assurant une protection quasi-absolue contre les interférences de toutes natures.

Cette firme, c'est Teler, société installée dans la région grenobloise dont nous rencontrons régulièrement le directeur, Eric Berruyer, et avec qui nous avons pu faire le point.

La grande nouveauté de Teler est un ensemble radio baptisé Micro Process Absolu. Absolu, c'est la protection annoncée par le constructeur. Trois techniques sont utilisées pour l'ensemble, la première est la synthèse de fréquence. Nos lecteurs en ont déjà entendu parler dans nos colonnes. Ici, cette synthèse permet de programmer plus de 1 000 fréquences dans quatre bandes et sans changer de quartz. Ce quartz est un modèle militarisé avec broches de sortie dorées. Comme il n'y en



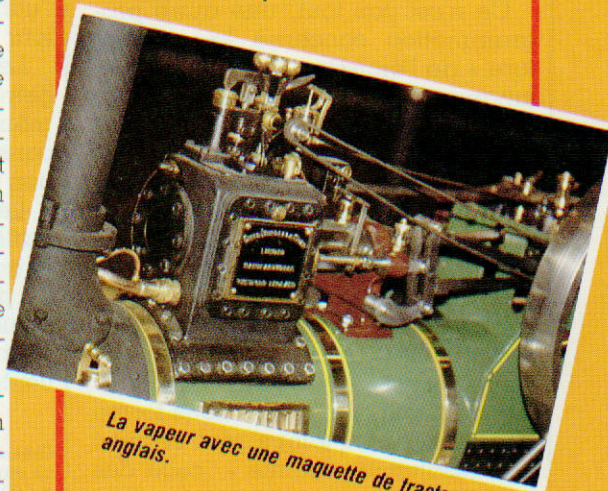
La radio Simprop PCM, il s'agit d'un prototype, un module de programmation est ici proposé.



Scientific France avec une collection de gros camions et d'hélicoptères.



Robbe vous propose ici un bateau de recherche géodésique, l'annexe peut être radioguidée.



La vapeur avec une maquette de tracteur anglais.



Electrique ou thermique, le tout-terrain gagne du terrain ! Ici, quelques nouveautés Robbe.



La Wild Willie de Tamiya, une tout-terrain spécialiste du wheeling.



La radio « Absolue ». Synthèse de fréquence, signature radio pour la personnalisation de l'émission et évasion de fréquence.

à qu'un, autant qu'il soit le meilleur possible. Une série d'interrupteurs programme la bande d'émission et une autre, la fréquence, suivant un tableau fourni avec l'appareil. On peut travailler de 35 à 72 MHz dans les bandes prévues pour la radio-commande, et même un peu au-delà. L'étage RF est modulaire et peut être changé sans problème; nous attendons un étage RF de sortie à large bande couvrant de 35 à 42 MHz.

Ce n'est pas tout, une autre programmation concerne la « signature » de l'émission. Il s'agit de mélanger au signal impulsif de commande des servos, un code de 8 bits + bit de départ signant l'émission. Si le récepteur ne reçoit pas cette signature, les servos ne sont plus commandés, un générateur interne vient éventuellement donner des ordres compatibles avec la survie de l'engin radioguidé. Cette signature est programmable sur l'émetteur et le récepteur. Les informations sont transmises sous forme analogique, en temps réel et avec une résolution « infinie », celle des potentiomètres.

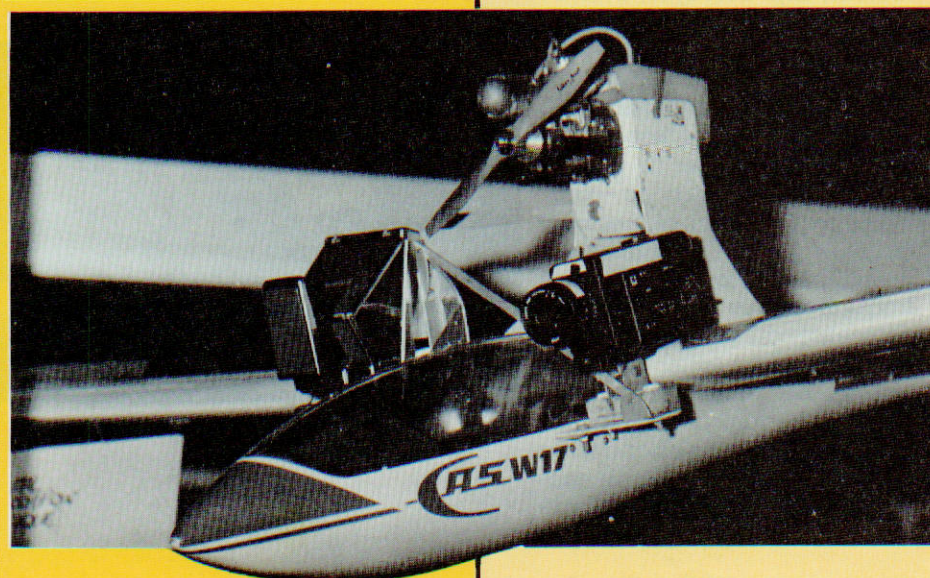
En outre, on peut programmer une autre fréquence dite d'évasion, cette fréquence est dans la bande de la première mais sera différente. En cas de brouillage, il est possible, depuis l'émetteur de changer la fréquence de réception, le récepteur se commutant directement sur l'autre fréquence en cas de brouillage. L'évasion de fréquence et la signature interdisent toute mauvaise interprétation d'ordres.

Le codage de la signature par l'utilisateur interdit à un autre émetteur de commander le récepteur.

Le récepteur est à double changement de fréquence : il y a tout de même des constructeurs qui ont conscience d'un danger de réception d'une fréquence image...

Le procédé de signature est compatible avec les autres récepteurs de la gamme, on peut donc avoir dans un premier temps un récepteur classique associé à un émetteur programmable. Un adaptateur pour récepteur « ancien » est prévu, le boî-

Graupner. Polaroid d'un côté, caméra de l'autre, un motoplaneur qui s'est promené au-dessus du Sahara, en mission scientifique.



tier du système comporte le synthétiseur de réception et la reconnaissance de signature, le récepteur « Absolue » intégrant tous les éléments.

Simprop présentait dans une vitrine un ensemble PCM, à modulation d'impulsions codées. Cette fois, le procédé est différent, chaque voie délivre un signal de 8 bits et, à la réception, un convertisseur commande un servo classique. La transmission de 8 bits par servo demande tout de même une bande passante relativement large. Comme on doit conserver un écart étroit entre canaux, on ne peut utiliser de bande large. Si la bande est étroite, on doit transmettre les ordres plus lentement. Chez Simprop, c'est vrai pour les voies à partir de la quatrième, les trois premières étant transmises à chaque train d'impulsions, les suivantes par un multiplexage. Il peut alors y avoir un retard entre l'ordre et son exécution, c'est inévitable. Le système Simprop



Ce train, ce paysage sont au 1/160^e. Dommage que la profondeur de champ ne soit pas assez grande !

dispose d'une signature fixe qui est la même pour tous les appareils de la marque, cette signature est « implantée » en mémoire morte. Les avantages de cette technique ne sont pas décisifs, le mot PCM est là, il implique une certaine lenteur dans certaines transmissions et l'impossibilité d'emploi d'anciens récepteurs avec le nouvel émetteur. Deux versions sont prévues, une en 4 voies transformable en 6, l'autre en 5 voies transformable en 6, cette dernière version pouvant recevoir les modules de programmation que l'on peut obtenir pour la plupart des émetteurs de haut de gamme.

Sanwa, dont l'importateur est le même que pour Simprop n'offrait pas de grosse nouveauté. Maintenant, presque tous les ensembles sont en modulation de fréquence, seuls certains modèles de bas de gamme restent en modulation d'amplitude.

Les grandes marques allemandes, Graupner et Robbe que l'on trouvait toutes deux face à l'entrée

offrent chacune leurs nouveaux ensembles mais sans grande surprise. Graupner présente un haut de gamme, le FM 6014, la version de base à 8 voies peut voir ses possibilités modifiées par l'adjonction de modules très diversifiés : non linéaires, différentiels, voies tout ou rien ou proportionnelles supplémentaires, couplage de voies; quatre modules spécialisent l'émetteur pour l'avion, l'acrobatie, l'hélicoptère ou le bateau (32 tout ou rien).

Deux variateurs de vitesse alimenteront les moteurs électriques. Chez Robbe, nous avons 5 nouveaux émetteurs, deux « Compact » de bas de gamme en MA dont un modèle avec inversion de sens de la course sur l'émetteur, un Starion MF 4 voies, inversion des servos de forme pupitre (antenne presque verticale lorsque l'émetteur est posé), une Monza en MF spécialisée pour la voiture, c'est une deux voies avec réglage sur l'émetteur de la direction, des gaz et des freins.

La Super Race est une version MF et actualisée d'un émetteur pour voiture bien connue des amateurs. Robbe renouvelle tous ses servos en les dotant d'un potentiomètre à 6 contacts et de roulements à bille. Les moteurs à induit en cloche font leur apparition. En électronique, Robbe présente aussi une série de modules de bruitage pour maquettes (sirènes, moteurs diesel, etc.). Un système « multiprop » permet de fournir 7 informations proportionnelles à partir du signal d'une voie, les amateurs de bateau apprécieront.

Multiplex et Lextronic étaient cette année absents du salon... Dans le domaine du moteur de propulsion, les électriques à hautes performances sont présentés par Scientific France et Robbe, ce dernier offrant des moteurs à balais orientables (modification de l'angle de commutation).

Le moteur à explosion passe au quatre temps chez tous les constructeurs et les démarreurs intégrés à l'avion font leur apparition chez Graupner et Robbe, le premier avec transmission par courroie crantée, le second par pignons. Un accu alimente également la bougie, la charge assure de 30 à 40 démarrages. L'aéronef gagnera en réalisme, d'autant plus que le bruit des moteurs 4 temps est très différent de celui des 2 temps (une octave au dessous), pour la même vitesse de rotation.

Belle illustration d'une application scientifique de la RC chez Graupner avec un planeur ASW 17 motorisé et équipé d'une caméra et d'un appareil photo Polaroid SX 70 équipé d'un panier de réception des photos... Côté maquette, l'évolution n'est que logique, les voitures tout-terrain deviennent de plus en plus élaborées : des suspensions, des



Suspensions avant et arrière et récepteur radio étanche sur cette tout-terrain de Robbe.

amortisseurs hydrauliques, comme pour la piste ; le tout-terrain se développe beaucoup plus que les autres disciplines ; la voiture, surtout si elle est électrique, peut être utilisée pratiquement n'importe où, ce qui n'est pas le cas d'une voiture de piste.

Tamya présentait sa Wild Willie, une jeep montée sur grosses roues et dont l'équilibre est adapté au wheeling, deux ressorts empêchent la voiture de se retourner, Robbe un ATC, tricycle tout-terrain !

Robbe sort aussi un camion d'incendie d'aéroport, un engin intéressant pour la multicommande : orientation du canon à mousse et fonctionnement de la pompe, sirène, clignotants, etc.

Les plus beaux camions, nous les avons rencontrés chez Wedico. Ces kits sont en métal, les véhicules au 1/16^e, les modèles à cabine avancée ou moteur avancé, la plateforme reçoit un attelage de semi-remorque ou un plateau. Des décorations autocollantes sont livrables ainsi que

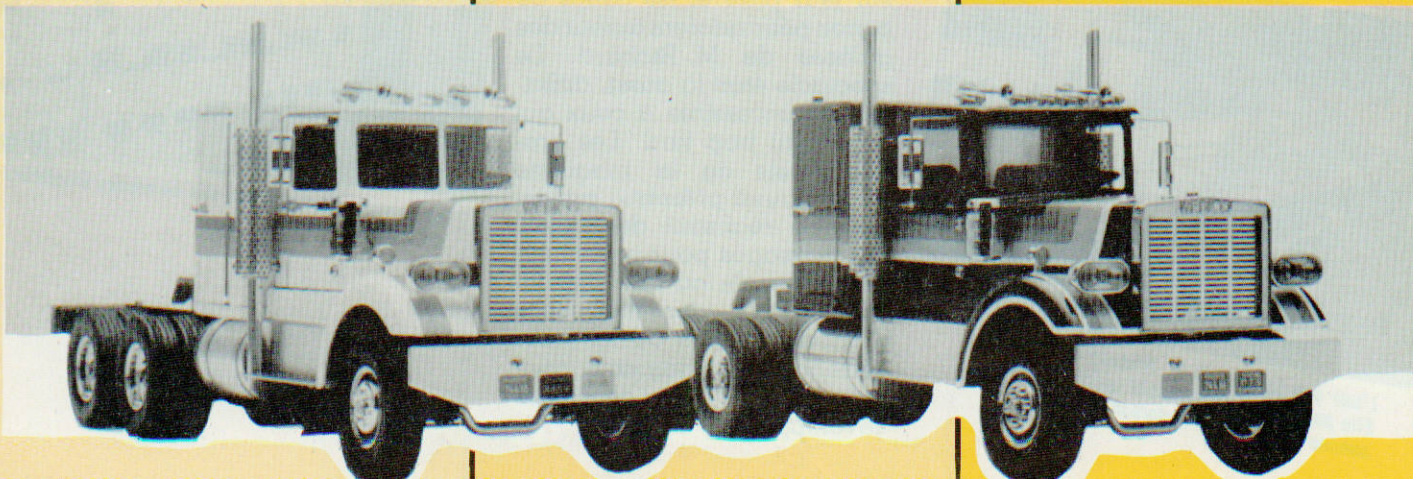


Un camion de pompier pour les incendies miniatures. Le camion fonctionne à l'eau !

de nombreux accessoires: enjoliveurs, moteur, différentiel, régulateur de vitesse, clignotant. Une citerne pour produits alimentaires est prévue, par exemple pour vous servir l'apéritif !

Nous avons également découvert un sous-marin qui va bientôt être proposé en kit par Motor Model. Ce sera assez cher, l'engin peut plonger à 3,5 m, un réservoir d'air comprimé sert à purger les ballasts, comme dans un vrai sous-marin. La coque, le kiosque sont en polyester, les réservoirs, le ballast, le compartiment radio et le compartiment moteur sont en aluminium, les traversées étanches (arbre d'hélice et servos) sont fournies de même que toute la visserie et la colle. L'hélice est une très belle pièce à 7 pales. Deux modèles sont proposés : le Redoutable et le Sturgeon.

La maquette de base construite par un amateur particulièrement soigneux est remarquable, la finition



4^e Salon International de la maquette et du modèle réduit



Un biplan RC au concours de maquettes.

irréprochable, mais le bassin du CNIT ne permet pas de plongée profonde !

Nous arrivons maintenant à un autre domaine où l'électronique est présente, il s'agit du train miniature. La vedette électronique, c'est le Zéro 1 d'Hornby qui se complète petit à petit; nous en sommes maintenant à la programmation d'itinéraires et à leur mise en mémoire.

L'électronique dans le train, nous l'avons également aperçue autour des circuits, sous forme de modules proposés aux amateurs par de petites firmes.

Pour construire ces modèles réduits, il faut de l'outillage; nous avons remarqué parmi les « grosses » machines, des prototypes d'Emco, l'Unimat 1. Il s'agit d'une machine modulaire pas très puissante il est vrai; elle permet toutefois de tourner des pièces de quelques millimètres de diamètre dans du métal ou de plus grosses dans du bois; une adaptation permet le fraisage de matières plastiques ou de bois, le déplacement des pièces se faisant par chariots. Cela convient bien pour la confection de boîtiers, de mécanismes tournant autour de produits électroniques mais pas trop gros tout de même.

Nous aurions pu vous parler de beaucoup d'autres choses, les maquettes étaient fort nombreuses, toutes plus finies les unes que les autres, les locomotives à vapeur, les vraies, défilaient le long de leur rail rectiligne, les hélicoptères vrombissaient, protégés par un filet, un avion électrique volait et planait au-dessus de la foule, cette fois dans le silence, les voitures tournaient sur leur piste et les coups de canon pétardaient autour des galères de M. Richard. Le spectacle était là aussi, difficilement accessible à ceux qui arrivaient trop tard. Les professionnels de la maquette étaient aussi présents: professionnels réalisant des villes, des paysages pour une étude architecturale ou une simulation de vol, des maquettes d'avion pour les compagnies aériennes. Un domaine nouveau au CNIT et qui devrait se développer.



Une attraction très connue : les locomotives à charbon et à vapeur.



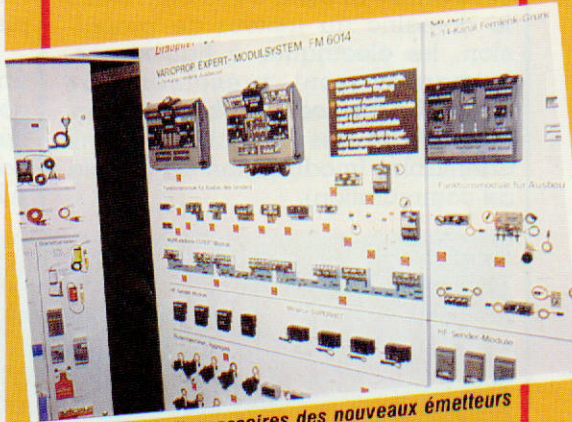
Un des réseaux modulaires pouvant s'assembler pour constituer d'immenses réseaux.



Le célèbre Corsair, toujours au concours de maquettes.



L'une des galères de M. Richard à l'entretien. Elle participe à un étonnant spectacle, les canons tirent et une forteresse riposte.



La gamme d'accessoires des nouveaux émetteurs de Graupner.

4^e Salon International de la maquette et du modèle réduit

Salon International de la maquette et du modèle réduit

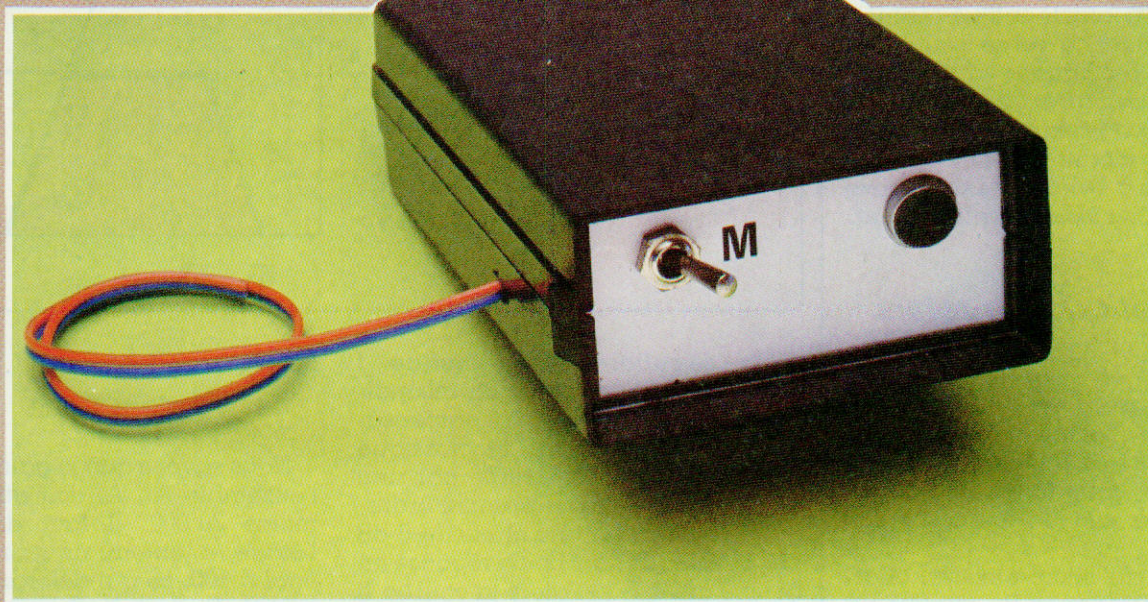
Relais vocal (Vox) pour applications diverses



Les applications ne manquent pas, où il peut être utile de déclencher un circuit électrique par le son de la voix : mise en route automatique d'un magnétophone pour l'enregistrement de conversations, commande d'un dispositif d'alarme, etc.

Le montage que nous décrivons ci-dessous répond à ces besoins. Son extrême sensibilité — si grande que nous avons dû prévoir un réglage afin de la diminuer dans certaines circonstances — permet une mise en route sur des conversations paisibles, à plusieurs mètres. Pour ce qui concerne la sortie, nous avons prévu plusieurs options, afin de faciliter l'adaptation aux divers cas possibles d'emploi.

La réalisation, qui ne fait appel qu'à des composants très courants, demande toutefois du soin, à cause de la compacité du montage. Mais n'est-ce pas là une qualité inhérente à tout électronicien sérieux ?



Le cahier des charges

Différents critères doivent être définis et quantifiés avant la conception d'un circuit de ce type. Ils concernent notamment : la sensibilité maximale nécessaire ; la bande passante utile ; la nature des circuits de sortie. Examinons les un par un.

La sensibilité maximale

Pour diverses raisons : encombrement, facilité de mise en œuvre, prix, disponibilité, nous avons choisi d'utiliser un micro de type électret. Ceux-ci, bien que tous d'apparence et de principe semblables, diffèrent toutefois sensiblement d'un modèle

à l'autre, surtout par les courants et tensions de polarisation qui leur confèrent la sensibilité maximale.

Nous conseillons donc à nos lecteurs de ne pas s'écarter du modèle utilisé sur la maquette. Il s'agit d'un National Panasonic, de référence WM-034, dont nous reproduisons ci-dessous les caractéristiques principales :

- tension d'alimentation maximale : 10 volts ;
- tension d'alimentation optimale : 4,5 volts ;
- courant de polarisation : moins de 0,8 mA à 4,5 volts ;
- rapport signal/bruit : meilleur que 40 dB ;
- réponse en fréquence : de 10 Hz à 12 kHz, ± 3 dB ;

- sensibilité : -62 dB (0 dB = 1 V/ μ bar, à $1\,000$ Hz).

Ce dernier paramètre, qui régit l'amplification nécessaire dans notre relais vocal, demande à être interprété de façon plus prosaïque, nos lecteurs n'ayant certainement pas les moyens de mesurer des variations de pression de l'ordre de 10^{-6} bar.

En pratique, s'il est polarisé et chargé ($2,2$ k Ω) comme l'indique la notice, le micro WM-034 délivre un signal de l'ordre de $0,1$ millivolt crête à crête, pour une conversation normale à 4 ou 5 mètres. En sortie, comme nous le verrons, il faut des tensions d'au moins 3 volts crête à crête, ce qui implique un gain de 30 000 environ.

La bande passante

Pour les applications envisagées, la bande passante utile est celle qui englobe les fréquences dominantes de la voix humaine. Traditionnellement (c'est par exemple le point de vue des PTT), celles-ci couvrent le spectre de 300 à 3 000 Hz environ.

Les circuits de sortie

Sauf exception, la mise en service des circuits d'utilisation, en présence d'un signal d'entrée suffisant, se ramène à la fermeture d'un contact, qu'il soit purement mécanique (relais) ou de nature électronique (transistor travaillant entre le blocage et la saturation).

Comme nous le verrons, l'utilisation d'un relais ne va pas sans introduire quelques difficultés. En raison de la grande sensibilité nécessaire, le simple bruit de fermeture ou d'ouverture des contacts suffit à réamorcer le montage, ce qui se traduit par d'éternelles oscillations entre la mise en marche et l'arrêt. Le remède le plus simple consiste à ne pas fixer le relais sur le circuit imprimé de l'appareil, mais à l'éloigner, si possible dans un boîtier isolé phoniquement.

Le synoptique du relais vocal

On le trouvera en figure 1. L'alimentation s'effectue à partir d'une pile miniature de 9 volts (ou d'un accumulateur cadmium-nickel équivalent), que met en service l'interrupteur K.

La sortie du micro-électret, chargée par la résistance R_1 , attaque un premier amplificateur opérationnel A_1 . Nous allons montrer que, par un choix convenable du condensateur C_1 , et des résistances R_1 et R_2 , on peut modeler la courbe de réponse de cet étage de manière à éliminer les fréquences basses d'une part, et les fréquences élevées d'autre part.

Le circuit de la figure 2 constituerait, sous réserve d'utilisation d'un amplificateur opérationnel idéal (bande passante illimitée vers les fréquences élevées), un filtre actif de type passe-haut, dont la courbe de réponse (gain A en fonction de la pulsation ω) est donnée par la courbe a de la figure 3.

Pour un amplificateur opérationnel réel, le gain en boucle ouverte, sensiblement constant pour des fréquences très basses, diminue en-

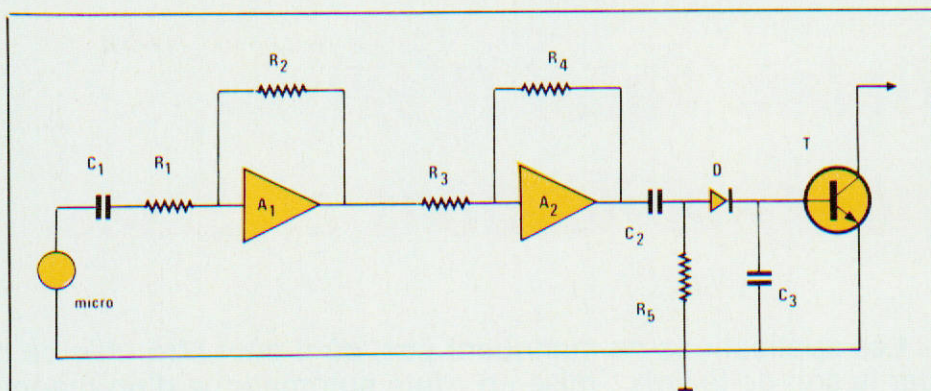


Figure 1

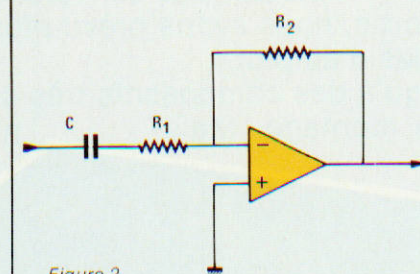


Figure 2

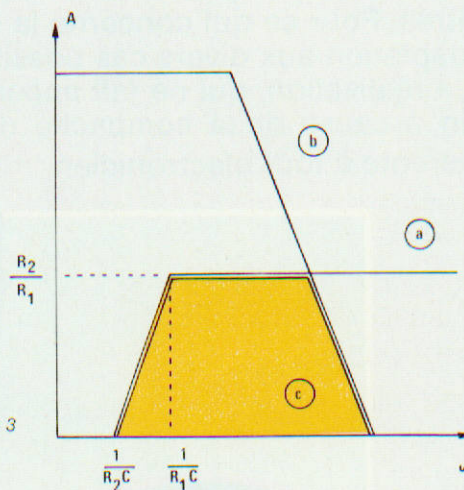


Figure 3

suite régulièrement, lorsque f augmente. Dans les circuits inconditionnellement stables à compensation intégrée, comme le classique 741, la réponse est définie par une relation passe-bas de premier ordre, qui correspond à une chute de 6 dB par octave. La courbe de réponse en boucle ouverte est alors la courbe b de la figure 3.

Finalement, compte tenu de cette réponse, et de celle qu'impose le réseau C_1 , R_1 , C_2 , la réponse résultante devient celle qu'illustre la courbe c de la figure 3. On voit qu'on peut, par un choix convenable de C_1 , R_1 et R_2 , imposer les fréquences charnières f_1 et f_2 .

Le choix de f_2 conditionne le gain maximal R_2/R_1 . Toujours dans le cas du circuit intégré 741, pour une fréquence de coupure de 3 000 Hz, on arrive à un gain d'environ 300, que nous pouvons obtenir en prenant $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$, et $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$. Pour une fréquence charnière inférieure de 300 Hz, il faudra choisir alors :

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

ce qui nous donne :

$$C_1 \approx 150 \text{ nF}$$

Nous savons que le gain global de l'ensemble A_1 , A_2 doit atteindre au moins 30 000. Il faut donc, dans l'étage A_2 , obtenir un gain au moins égal à 100, ce qui détermine le rapport R_4/R_3 dans la figure 1.

L'alimentation s'effectuant à partir d'une tension unique, les polarisations de repos deviennent telles que les signaux alternatifs, à la sortie de l'amplificateur A_2 , se trouvent centrés sur un potentiel moyen de 4,5 volts. On les replace autour du potentiel de la masse, grâce à l'ensemble C_2 , R_5 .

Dans ces conditions, les crêtes positives, sitôt qu'elles franchissent la tension de seuil de la diode D , chargent le condensateur C_3 , et excitent l'amplificateur continu A_3 , qui commande la base du transistor de sortie T . Celui-ci, initialement bloqué, devient conducteur, et se sature même presque instantanément. Il peut alors soit jouer directement le rôle d'un interrupteur fermé, soit

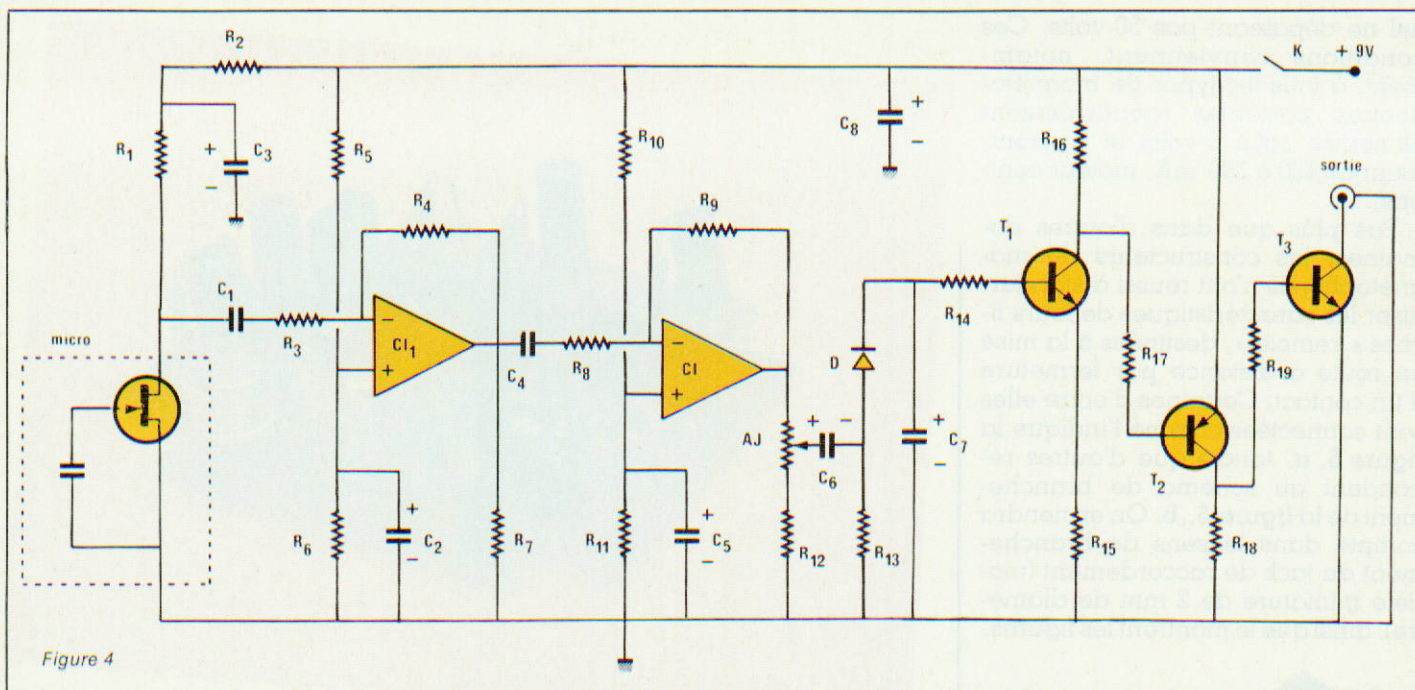


Figure 4

commander un relais si cela s'avère indispensable.

Schéma détaillé du relais vocal

Il est donné par la figure 4, où la rérérenciation des composants, en raison de leur nombre, diffère de celle du synoptique de la figure 1.

Le drain du FET du micro électret est chargé par la résistance R_1 , de 2,2 k Ω , comme annoncé plus haut. Compte tenu de la tension optimale de drain (4,5 volts), et de l'intensité consommée (0,8 mA), on doit trouver une tension d'environ 6,2 volts au sommet de R_1 : ceci conditionne le choix de la résistance R_2 .

Le premier étage d'amplification (A_1 du synoptique) s'articule autour d'un amplificateur opérationnel de type 741. Comme on utilise une alimentation unique, il convient de polariser, à mi-tension, l'entrée non inverseuse. Ce résultat s'obtient à partir du pont R_5 , R_6 , découplé en alternatif par le condensateur C_2 . Les composants C_1 , R_3 et R_4 déterminent la courbe de réponse et le gain, comme nous l'avons expliqué précédemment.

Chargé en sortie par R_7 , le premier amplificateur opérationnel attaque un autre étage, lui aussi construit autour d'un 741. La structure de ce deuxième ensemble lui confère, comme pour le premier, les propriétés d'un différenciateur imparfait. Toutefois, le choix des composants C_4 , R_8 et R_9 , donne une bande passante sensiblement plus large

que pour le premier étage, qui intervient donc pratiquement seul dans le modelage de la courbe de réponse.

Ainsi que nous l'avons expliqué, les signaux de sortie sont centrés sur un potentiel moyen de 4,5 volts. On les recueille sur l'ensemble AJ, R_{12} , et la résistance ajustable autorise un réglage du gain global, donc de la sensibilité. Le recentrage sur le potentiel de la masse, est obtenu grâce à C_6 et R_{13} .

Les crêtes positives, à travers la diode D, chargent le condensateur C_7 , et T_1 commence à conduire dès que la différence de potentiel aux bornes de C_7 dépasse 0,6 volt environ. On voit donc qu'il faut, au total, des crêtes positives de 1,2 à 1,5 volt sur R_{13} , pour amorcer la conduction de T_1 .

Une fois chargé, ce qui intervient quasi-instantanément en présence d'un signal d'entrée d'amplitude suffisante, C_7 ne peut se décharger qu'à travers l'espace base-émetteur de T_1 , et les résistances R_{14} et R_{15} . Le choix de C_7 et de R_{15} détermine donc, en priorité, la constante de temps de cette décharge, c'est-à-dire le retard

à la coupure, après disparition du signal d'entrée. Avec les valeurs de composants indiqués dans la nomenclature, on disposera d'une temporisation d'environ 5 à 7 secondes, après saturation du transistor T_1 .

La mise en conduction de T_1 entraîne celle de T_2 , donc celle du transistor de sortie T_3 , qui se sature, et devient pratiquement l'équivalent d'un court-circuit.

On notera, pour terminer, le découplage soigné de l'étage à micro-électret, par R_2 et C_3 , puis celui de la pile par le condensateur C_8 .

Configurations et utilisations de l'étage de sortie

La première configuration possible, et la plus simple, est celle du schéma général de la figure 4. On pourra l'employer chaque fois que les circuits d'utilisation ne dépassent pas les possibilités du transistor de sortie, soit une intensité maximale de 500 mA, et une différence de poten-

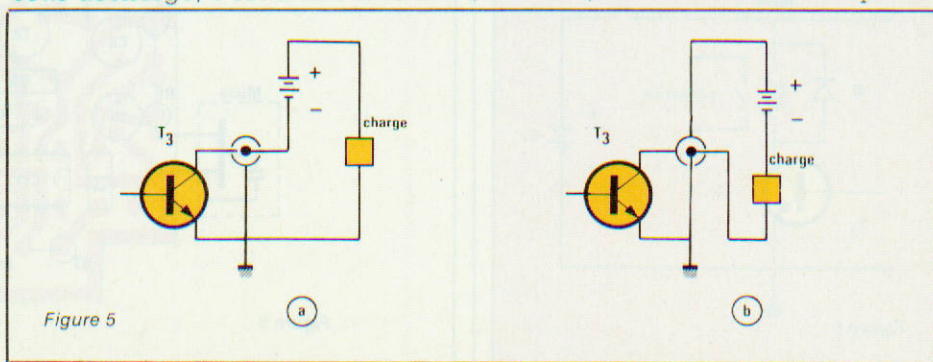
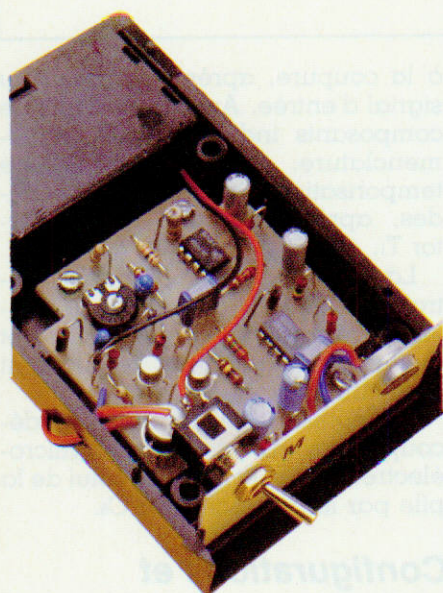


Figure 5

tiel ne dépassant pas 50 volts. Ces conditions conviennent, notamment, à tous les types de magnétophones portables (généralement alimentés sous 6 volts et consommant de 100 à 200 mA, moteur compris).

Pas plus que dans d'autres domaines, les constructeurs de magnétophones n'ont réussi à standardiser les caractéristiques de leurs fiches « remote », destinées à la mise en route à distance par fermeture d'un contact. Certaines d'entre elles sont connectées comme l'indique la figure 5, a, tandis que d'autres répondent au schéma de branchement de la figure 5, b. On en tiendra compte dans le sens de branchement du jack de raccordement (modèle miniature de 2 mm de diamètre), ainsi que le montrent les figures.



Dans certains cas (courant plus intense, commande d'un appareil fonctionnant sur le secteur), on devra recourir à l'emploi d'un relais. Les connexions à réaliser sont alors celles de la figure 6, avec une diode de protection contre les surtensions inverses.

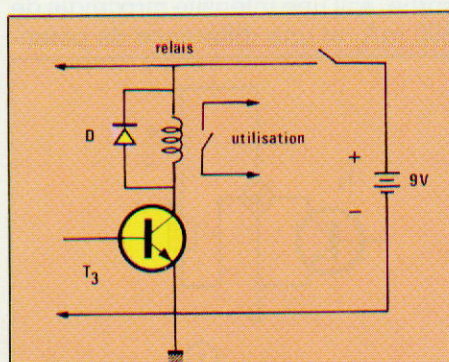


Figure 6

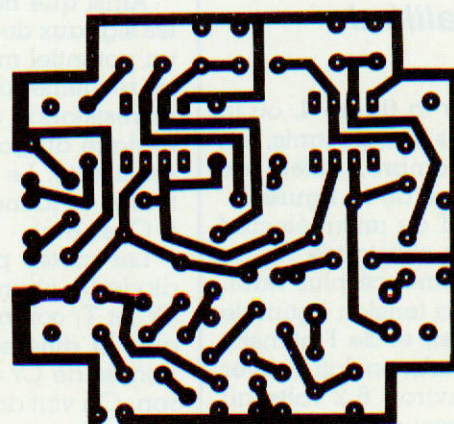
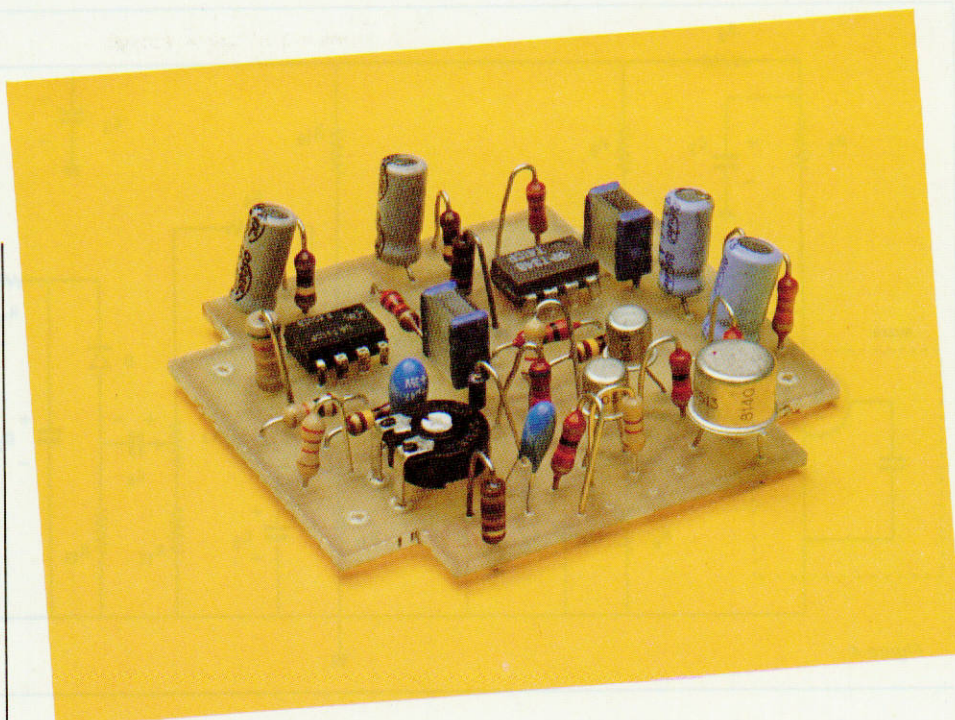


Figure 7

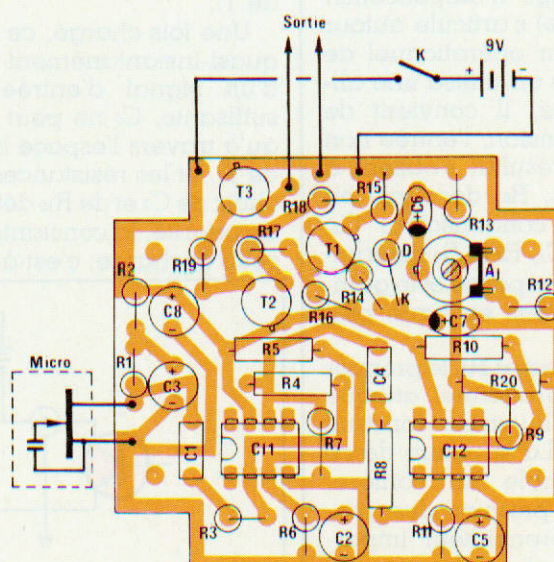
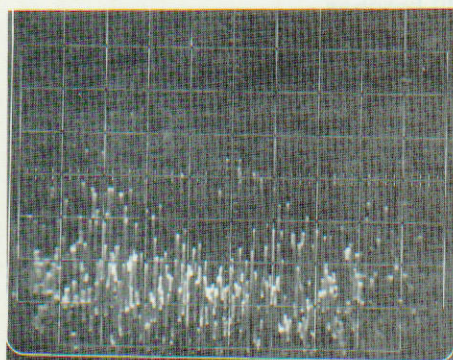


Figure 8

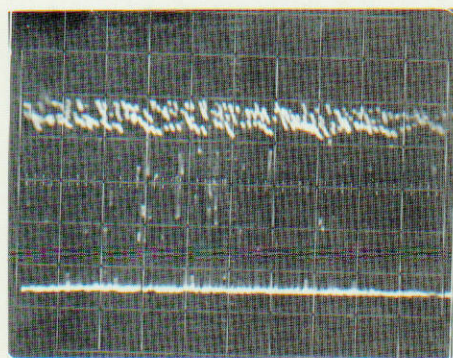
Circuit imprimé et mise en coffret

Désirant un montage relativement compact, nous avons sélectionné un coffret MMP de référence 173 LPA. A peine plus grand qu'un paquet de cigarettes, ce boîtier comporte un logement pouvant recevoir soit deux piles crayon, soit une petite pile de 9 volts.

Ses dimensions internes, et les emplacements des vis de fixation, dictent en grande partie le dessin du circuit imprimé, qu'on trouvera en figure 7. La figure 8, et les photographies d'accompagnement, illustrent l'implantation des composants. On remarquera que, pour gagner de la place, nous avons dû insérer verticalement certaines résistances. Par ailleurs, l'utilisation de condensateurs au tantale facilite la miniaturisation souhaitée.



Oscillogramme A - A la sortie du deuxième amplificateur opérationnel, les signaux sont très fortement amplifiés. Nous reproduisons ici la parole (récepteur radio placé à plusieurs mètres), ce qui explique la difficulté de stabiliser le signal pendant la durée de la pose photographique.



Oscillogramme B - Dès que le niveau sonore devient suffisant, on observe un écrêtage par saturation. Plusieurs balayages ayant eu pendant la pose, on constate encore une superposition des traces.

Contrôle du fonctionnement et réglage de la sensibilité

Si aucune erreur n'a été commise lors du câblage, le montage doit

fonctionner dès sa mise sous tension. On pourra s'en assurer en remplaçant le circuit d'utilisation par une diode électroluminescente, conformément au schéma de la figure 9.

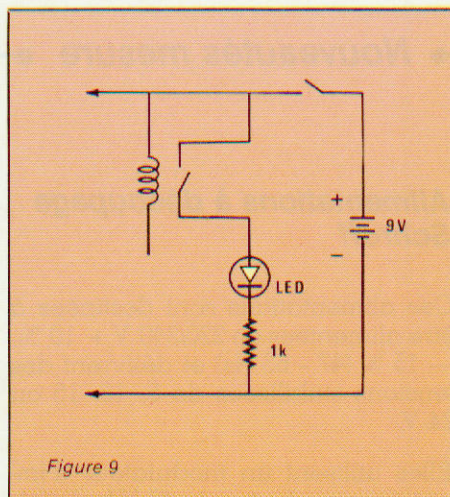
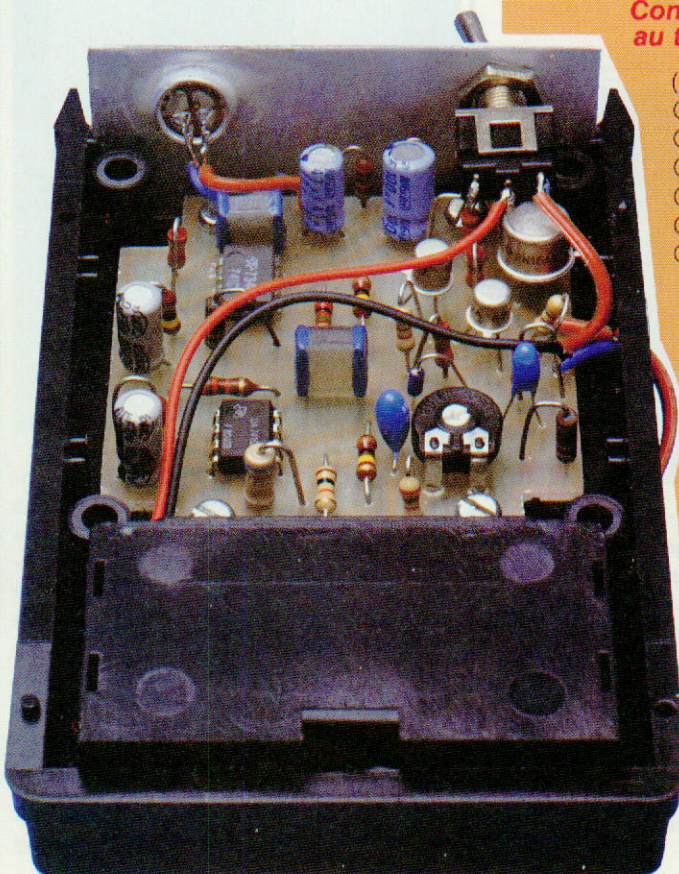


Figure 9

Nous fournissons, pour illustrer les résultats obtenus, quelques oscillogrammes enregistrés aux points les plus importants. Leurs légendes donnent toutes les indications utiles.

R. RATEAU



Nomenclature des composants

Résistances 0,25 watt, à $\pm 5\%$

R₁ : 2,2 k Ω
R₂ : 2,7 k Ω
R₃ : 3,3 k Ω
R₄ : 1 M Ω
R₅ : 100 k Ω
R₆ : 100 k Ω
R₇ : 10 k Ω
R₈ : 3,3 k Ω
R₉ : 330 k Ω
R₁₀ : 100 k Ω
R₁₁ : 100 k Ω
R₁₂ : 2,7 k Ω
R₁₃ : 10 k Ω
R₁₄ : 6,8 k Ω
R₁₅ : 1,2 k Ω
R₁₆ : 4,7 k Ω
R₁₇ : 1 k Ω
R₁₈ : 6,8 k Ω
R₁₉ : 330 Ω

Résistance ajustable

Aj : 2,2 k Ω (Piher horizontale)

Condensateurs à film plastique (MkH)

C₁ : 150 nF
C₄ : 150 nF

Condensateurs au tantale

(V $\leq$ 15 volts)

C₂ : 6,8 μ F
C₃ : 47 μ F
C₅ : 6,8 μ F
C₆ : 6,8 μ F
C₇ : 47 μ F (voir texte)
C₈ : 47 μ F

Circuits intégrés

CI₁ : 741
CI₂ : 741

Transistors

T₁ : 2N2222
T₂ : 2N2907
T₃ : 2N1711

Micro-électret

National Panasonic
WM-034

Coffret

MMP modèle
173 LPA

Infos

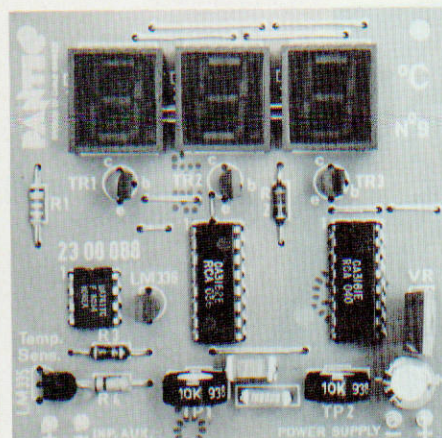
• Nouveautés mesure •

Un thermomètre 3 digits chez Pantec

Récemment Pantec a mis sur le marché un thermomètre digital à 3 digits et permettant des mesures entre $-9,9^{\circ}\text{C}$ et $+99,9^{\circ}\text{C}$.

Ce kit est équipé d'un capteur qui peut être monté directement sur la carte de circuit imprimé ou éventuellement mis au bout d'une sonde ou canne afin de permettre les mesures de température à distance.

La conversion analogique-numérique et la commande d'affichage font appel aux CA3162 et CA3161 maintenant bien connus de nos lecteurs. L'ensemble est alimenté par une simple pile de 9 V.



Ceci permet donc d'en faire un appareil portable facilement adaptable sur un véhicule (comme détecteur de verglas) ou en contrôleur de température d'ambiance dans le cas d'une maison, par une alimentation séparée.

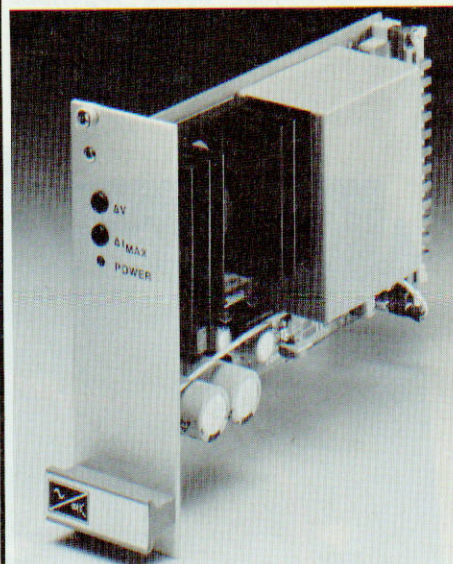
D'autres applications semi-professionnelles ou industrielles peuvent être envisagées et ceci pour un coût relativement modeste.

Carlo GAVAZZI, 27-29, rue Pajol - 75018 Paris - Tél.: 202.77.06.

Alimentations à découpage Schroff

Ces alimentations sont destinées à être alimentées en 220/240 V $\pm 10\%$, -15% (47 - 65 Hz) et délivrent des tensions stabilisées de 5, 12, 15 ou 24 V.

Elles utilisent un modulateur d'impulsions en durée, de 40 kHz de fréquence, qui commande les transistors de sortie en fonction de la tension de sortie et du courant de charge.



Elles fonctionnent jusqu'à des températures ambiantes de 60°C sans perte de puissance et avec un rendement typique de 80 %. Ces appareils ont une résistance permanente aux court-circuits, sont équipés de manière standard d'un démarrage différé, d'une protection contre les surtensions et d'une entrée permettant la commande extérieure à distance de mise en marche ou l'arrêt de l'alimentation. De plus un filtre d'entrée limite les radiations parasites à N-12 dB suivant les normes VDE 0875.

Les solutions mécaniques adoptées ont permis leur montage dans des

bacs à cartes 19" et ceci grâce à leurs dimensions réduites 3 fractions de large et 133,3 mm de hauteur.

Pincettes de test pour C.I.

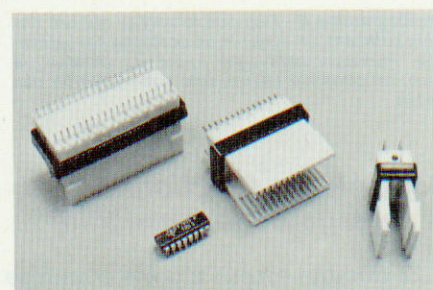
Ces pincettes existent en trois versions selon le nombre de broches du circuit à tester : 14/16, 26/28 et 40 broches.

Les principales caractéristiques de ces pincettes sont les suivantes :

- contact ferme et précis même sur des montages à haute densité,
- bague de verrouillage assurant un blocage sur le circuit intégré et évitant tout risque de basculement de la pince,
- la bague de verrouillage permet éventuellement d'utiliser la pince comme extracteur ou positionneur,
- impossibilité de court-circuit accidentel,
- effet capacitif à haute fréquence négligeable.

Ces pincettes sont en polymère d'acétate et nylon. Les broches sont en bronze au phosphore et les contacts plaqués de nickel afin d'obtenir une résistance de contact minimale.

Cliff Plastics-ISC France



Infos

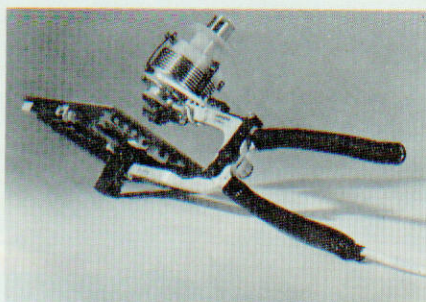
• Nouveautés composants •

Pince à dessolder les circuits intégrés chez Siemens S.E.D.I.

Cette pince manuelle permet de dessolder les circuits intégrés « dual-in-line » en une seule opération avec débouchage des trous du circuit imprimé.

Elle comporte d'un côté une tête chauffante basse tension munie d'une série de petites buses creuses alignées et d'un système d'aspiration par piston à ressort, qui communique avec chacune des buses.

Sur l'autre côté de la pince est fixé un système extracteur à griffes. Un jeu de bielles réunit l'extracteur et la gachette de déclenchement du piston.



Pour dessolder un composant, on arme le piston, puis on accroche les griffes de l'extracteur sous le boîtier : des ressorts incorporés vont maintenir le composant en traction permanente par rapport à la face avant de la carte. Puis on approche la tête chauffante sur l'autre face de la carte et on engage toutes les buses creuses sur les pattes dépassantes. La chaleur fait fondre simultanément toutes les soudures. L'extracteur sur l'autre face tire le composant en arrière. Le système de bielles déclenche l'aspiration automatiquement pendant la phase de recul. A l'ouverture de la pince, le composant dessoudé reste accroché entre les griffes de l'extracteur.

Le dessoudage se fait très rapidement en une seule opération : la chauffe de la carte est réduite au strict minimum et l'appareil débouche les trous métallisés.

Siemens-S.E.D.I.

Piles lithium fort courant

Ce constructeur lance sur le marché français une série complète de piles de couple lithium-chlorure de thionyle (Li SO Cl_2) de tension 3,65 V. Ces modèles peuvent être fournis en version faibles ou forts courants dans la gamme de température - 55 à + 72°C.



La gamme de capacités va de 0,6 Ah à 12 Ah et tous les formats internationaux, 1/2 R6-R6-R14-R20 sont disponibles, ainsi que les formats spéciaux. Toutes les configurations de sorties apparaissent : par contact, par pression, par agrafe, pour montage sur circuit imprimé ou modulaires.

Eternacell-Electronic & Technology

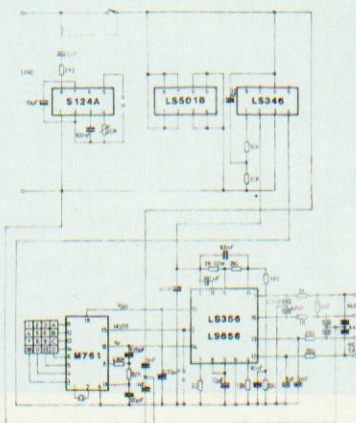
Circuit de transmission / interface multifréquences : combinaison de circuits à forts courants de sortie

SGS vient d'introduire deux nouveaux circuits de transmission pour postes téléphoniques multifréquences qui incluent l'interface multifréquences et ont une bonne dynamique de sortie en courant (3 mA), ce qui permet l'utilisation de capsules économiques.

Les LS356 et LS656 incluent toutes les fonctions standard de transmission (adaptation à l'impédance de ligne, convertisseur 2/4 fils, et circuits de contrôle de gains), plus une alimentation régulée et l'interface ligne pour le circuit multifréquences. Les caractéristiques sont programmées par des composants extérieurs de façon à pouvoir s'adapter à tous les standards.

Les deux circuits peuvent fonctionner avec des gains aussi bien fixes qu'automatiques. Avec peu de composants externes, ils peuvent opérer sur des lignes à courants et tensions faibles (jusqu'à 7 mA avec 3 V de chute). De plus le LS656 est spécialement conçu pour une faible chute de tension permettant l'utilisation sur des lignes longues.

Ces circuits permettent l'utilisation de capsules dynamiques ou piézo-céramiques.



Un interphone économique

Temps  

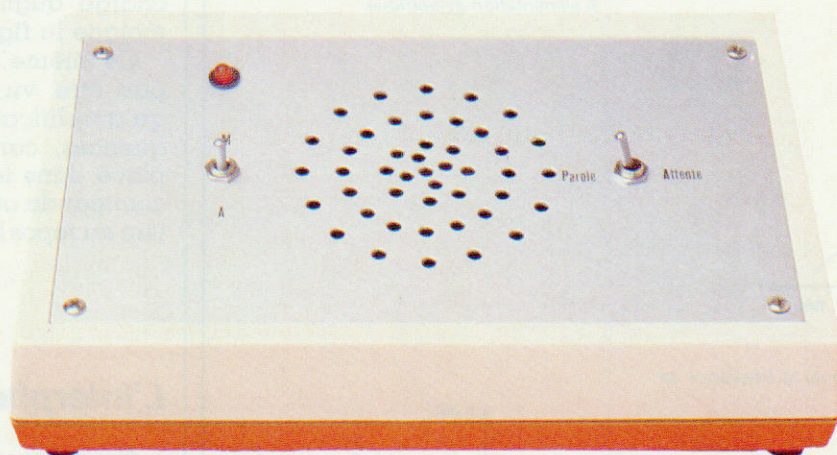
Difficulté  

Dépense  

Le besoin de communiquer à distance avec ses semblables a toujours été l'une des préoccupations de l'homme, ainsi au fil de ses découvertes, signaux divers (optiques ou sonores, puis électriques) se sont-ils succédé.

De nos jours, et par exemple dans les entreprises, la communication indispensable entre les différents bureaux, laboratoires et ateliers est facilitée par les réseaux de téléphone intérieur. De telles installations ne sont cependant pas envisageables pour le particulier vu leur coût. Dans le cas où le nombre de points à relier est faible on peut envisager l'utilisation d'un interphone.

Le montage que nous avons conçu répond à ce problème particulier en permettant des liaisons entre 2 points assez éloignés l'un de l'autre. Il évitera ainsi à de nombreuses personnes (artisans, commerçants, voire même de simples particuliers) des pas inutiles en reliant tout au moins par la parole, pour les uns une boutique à son appartement ou pour d'autres, un atelier à un bureau.



Préambule : étude du SL6310C

Nous avons annoncé dans le titre de cet article que notre interphone était économique et c'est vrai. Notre montage est économique sur 2 plans, d'une part à l'achat des composants, d'autre part du point de vue consommation en énergie. Ce deuxième aspect est dû à l'utilisation d'un circuit intégré de chez Plessey, le SL6310C.

Ce circuit intégré est un amplificateur BF de puissance moyenne

(500 mW) qui se présente sous deux formes : boîtier rond CM8 et boîtier dual in line à 8 pattes comme indiqué à la figure 1. Cet amplificateur basse fréquence se présente globalement comme un amplificateur différentiel possédant par conséquent 2 entrées, l'une est inverseuse, l'autre pas. Cet amplificateur possède en outre deux entrées de commande A et B qui permettent de réduire la consommation en mode « silence ». Pour parler chiffres, disons qu'au repos (entrées A et B inactives) le courant d'alimentation est de 5 mA alors

que si les entrées A et B sont actives, le courant d'alimentation passe à 0,5 mA ce qui correspond à une puissance dissipée avec une alimentation de 9 V qui ne dépasse pas 4,5 mW ce qui est vraiment négligeable.

Ces 2 entrées de contrôle fonctionnent de la façon suivante :

- si elles sont laissées en l'air, elles sont inactives et l'amplificateur fonctionne normalement,
- si l'entrée A est reliée à la masse à travers une résistance de 100 k Ω , le SL6310C est désactivé,

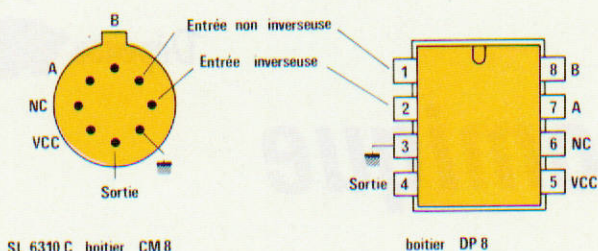


Figure 1 - Les 2 versions du SL 6310 C

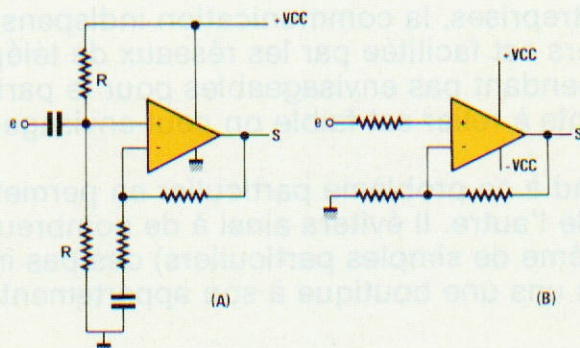


Figure 2 - Alimentation du SL 6310 C
A alimentation asymétrique
B alimentation symétrique

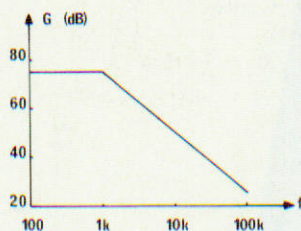


Figure 3 - Gain en fonction de la fréquence en boucle ouverte.

Figure 4 - Puissance délivrée en fonction de la tension d'alimentation et de la charge.

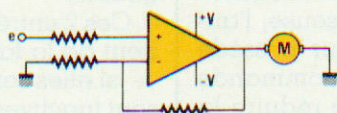
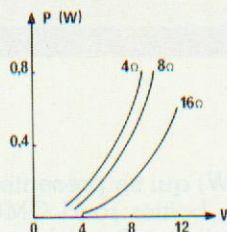


Figure 5 - Utilisation du SL 6310 C en radiocommande.

— si l'entrée B est reliée à une tension supérieure à 2,5 V, le SL6310C est désactivé,
— une seule des 2 entrées A ou B doit être utilisée à la fois.

Ces entrées de commande sont compatibles avec la logique CMOS à condition toutes fois de ne pas dépasser 13 V pour l'alimentation du SL6310C.

Cette alimentation pourra être symétrique ou asymétrique. Dans ce dernier cas, l'entrée non inverseuse devra être reliée à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation obtenue par un pont diviseur à 2 résistances conformément au schéma de la figure 2.

La courbe de réponse de cet amplificateur en boucle ouverte est donnée à la figure 3. Le gain maximum est d'environ 70 dB pour une tension d'alimentation de 9 V. La bande passante est de l'ordre de 20 kHz pour un gain en boucle fermée de 40 dB, soit une amplification en tension de 100.

Pour terminer l'énumération des caractéristiques de cet amplificateur, nous dirons simplement qu'il accepte aussi bien un haut-parleur de 4 ou 16 Ω en tant que charge, la puissance diminuant lorsque la charge augmente, ainsi qu'en témoigne la figure 4.

Ce même amplificateur ne doit pas être vu uniquement en tant qu'amplificateur pour audiofréquences, car il pourra trouver sa place dans les équipements radio-commande où sa faible consommation au repos le rend idéal (figure 5).

L'interphone

Nous trouvons le schéma de celui-ci à la figure 6. Bien que la consommation soit faible, en position attente, nous avons muni notre maquette d'une alimentation secteur. Le transformateur T_R abaisse la tension à 12 V. Les 4 diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 montées en pont de Graetz redressent cette tension qui est ensuite filtrée par C_1 et C_2 puis régulée à 9 V par le régulateur associé aux diodes D_5 , D_6 . Ces deux diodes ajoutent par leur tension de seuil qui est voisine de 0,6 à 0,7 V une tension de 1,2 à 1,4 V à celle du régulateur fixe qui est un modèle 8 V. Nous obtenons donc à la sortie de ce dernier une tension régulée d'environ 9,2 à 9,4 V. Les 2 condensateurs C_3 et C_4

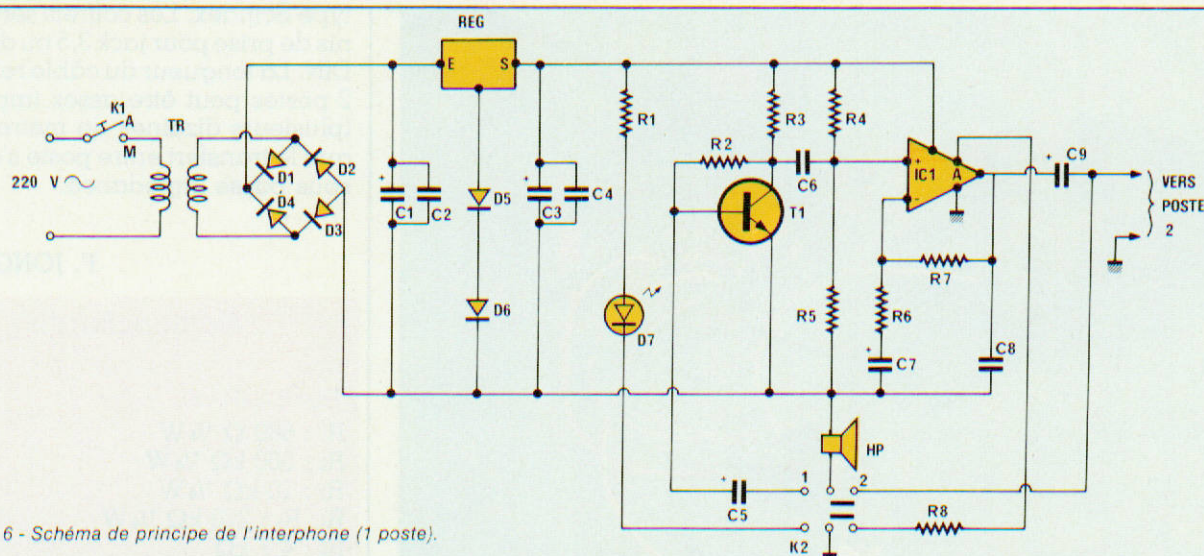


Figure 6 - Schéma de principe de l'interphone (1 poste).

découplent l'alimentation stabilisée ainsi obtenue.

Étant donné que dans un interphone c'est le haut-parleur qui joue aussi le rôle de microphone, il a fallu amplifier le signal délivré par le haut-parleur en fonctionnement micro pour attaquer l'entrée du SL6310C. Cette préamplification est assurée par le transistor T₁ monté en émetteur commun. Ce type de montage permet d'obtenir à la fois une amplification en tension et en courant. La résistance de polarisation de base R₂ est reliée au collecteur du transistor ce qui assure une bonne contre réaction pour cet étage et une stabilité accrue.

La tension amplifiée par T₁ est prélevée aux bornes de R₃ et appliquée à l'entrée non inverseuse de IC₁. Cette même entrée est polarisée à la moitié de la tension d'alimentation par les 2 résistances R₄, R₅. Le gain en tension de l'étage a pour valeur $G + 20 \log R_6 + R_7/R_5$ ce qui donne à peu près 30 dB soit une amplification de 30.

Le condensateur C₇ limite la courbe de réponse vers les basses fréquences. Le condensateur C₉ isole pour sa part le haut-parleur du continu présent à la sortie de IC₁ ce qui assure ainsi un fonctionnement correct de l'étage de sortie.

L'inverseur double K₂ assure la commutation « parole-écoute ». En position 1, le haut-parleur fonctionne en micro et la LED D₇ est allumée. En position 2, le haut-parleur reçoit le signal audio envoyé par le 2^e poste. L'entrée de silence (A) étant réunie à la masse par R₈, IC₁ est désactivé (consommation réduite).

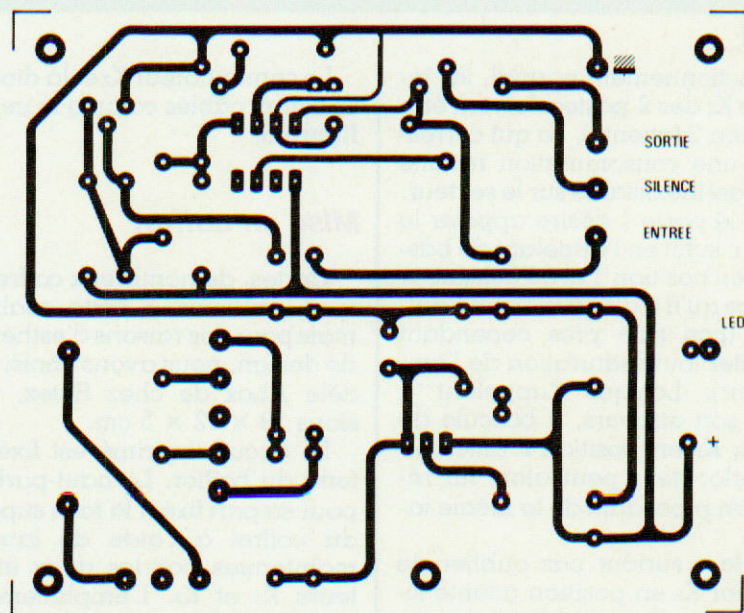


Figure 7 - Circuit imprimé, échelle 1, vue côté cuivre.

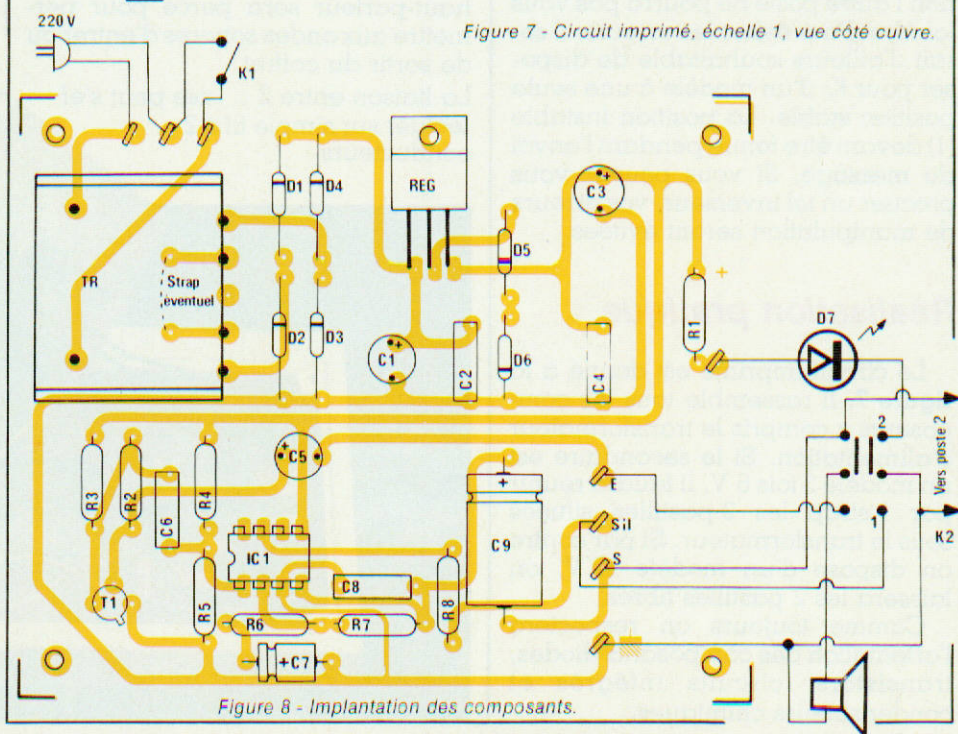
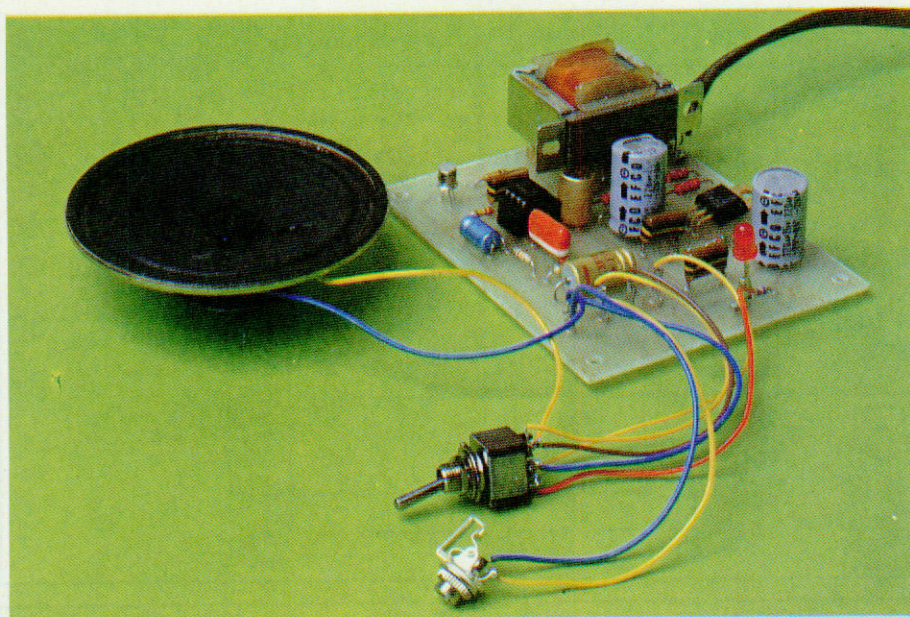


Figure 8 - Implantation des composants.



En fonctionnement normal, les inverseurs K_2 des 2 postes doivent être en position 2 (attente), ce qui correspond à une consommation réduite voire quasi inexistante sur le secteur. Lorsque le poste 1 désire appeler le poste 2, il suffit en l'appelant de basculer K_2 en position 1 et à l'utilisateur de dire ce qu'il a dire devant le haut-parleur (pas trop près cependant pour éviter toute saturation de l'amplificateur). Lorsque l'appelant a terminé son discours, il bascule de nouveau K_2 en position 2 (attente), son interlocuteur peut alors lui répondre en procédant de la même façon.

Il ne faut surtout pas oublier de rebasculer K_2 en position attente sinon l'autre poste ne pourra pas vous joindre. Pour éviter les erreurs, il serait d'ailleurs souhaitable de disposer pour K_2 d'un modèle à une seule position stable. La position instable (1) devant être tenue pendant l'envoi du message. Si vous pouvez vous procurer un tel inverseur, vos erreurs de manipulation seront évitées.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé est donné à la figure 7. Il rassemble tous les composants y compris le transformateur d'alimentation. Si le secondaire est un modèle 2 fois 6 V, il faudra réunir par 1 strap les 2 pastilles situées sous le transformateur. Si par contre on dispose d'un modèle 12 V, on laissera les 2 pastilles libres.

Comme toujours on respectera l'orientation des composants diodes, transistors, circuits intégrés et condensateurs chimiques.

Le commutateur K_2 et la diode LED D_7 seront câblés comme le montre la figure 8.

Mise en coffret

Certes, de nombreux coffrets peuvent convenir à cette réalisation, mais pour des raisons d'esthétique et de design, nous avons choisi un modèle Abox de chez Retex, dimensions $19 \times 12 \times 5$ cm.

Le circuit imprimé est fixé sur le fond du boîtier. Le haut-parleur est pour sa part fixé à la face supérieure du coffret à l'aide de languettes maintenues par les deux interrupteurs K_1 et K_2 . L'emplacement du haut-parleur sera percé pour permettre aux ondes sonores d'entrer ou de sortir du coffret.

La liaison entre 2 postes peut s'effectuer sur simple fil à 2 conducteurs

type Scindex. Les coffrets seront munis de prise pour jack 3,5 ou de prises DIN. La longueur du câble reliant les 2 postes peut être assez importante (plusieurs dizaines de mètres) puisque le transfert entre poste s'effectue sous basse impédance.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

R_1 : 680 Ω 1/4 W
 R_2 : 560 k Ω 1/4 W
 R_3 : 10 k Ω 1/4 W
 R_4, R_5 : 220 k Ω 1/4 W
 R_6 : 4,7 k Ω
 R_7 : 120 k Ω
 R_8 : 100 k Ω

Condensateurs

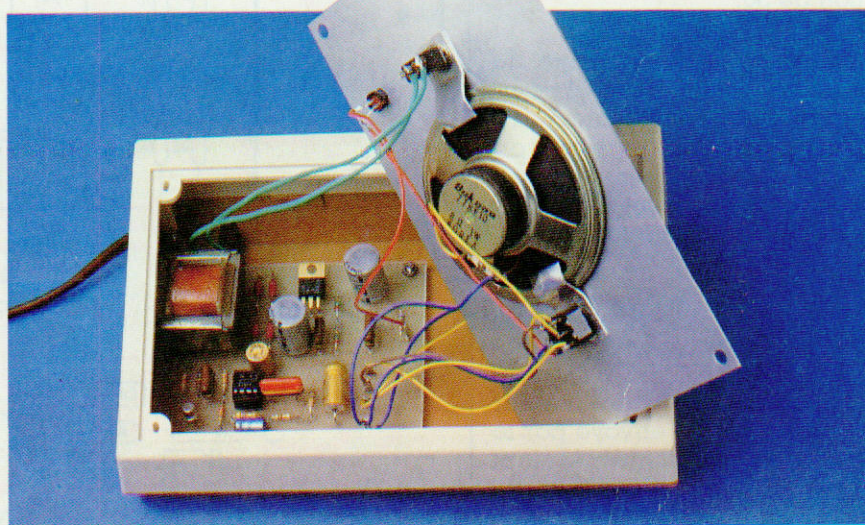
C_1, C_3 : 220 μ F 25 V
 C_2, C_4, C_6 : 0,1 μ F
 C_5 : 22 μ F/10 V
 C_7 : 1 μ F/10 V
 C_8 : 220 nF
 C_9 : 100 μ F 16 V

Composants actifs

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4001
 D_5, D_6 : 1 N 4148
 D_7 : diode LED
 T_1 : BC 107 A
 IC_1 : SL6310C
 Régulateur MCT7808

Divers

1 transformateur 220 V/12 V, 3VA
 K_1 , interrupteur unipolaire
 K_2 , inverseur 2 circuits 2 positions
 1 coffret Abox Retex réf. RA1
 1 haut-parleur 8 Ω 1 W
 Tous ces éléments sont à prendre en double pour réaliser 2 postes.



Une carte microprocesseur compatible ZX81

Temps 

Difficulté 

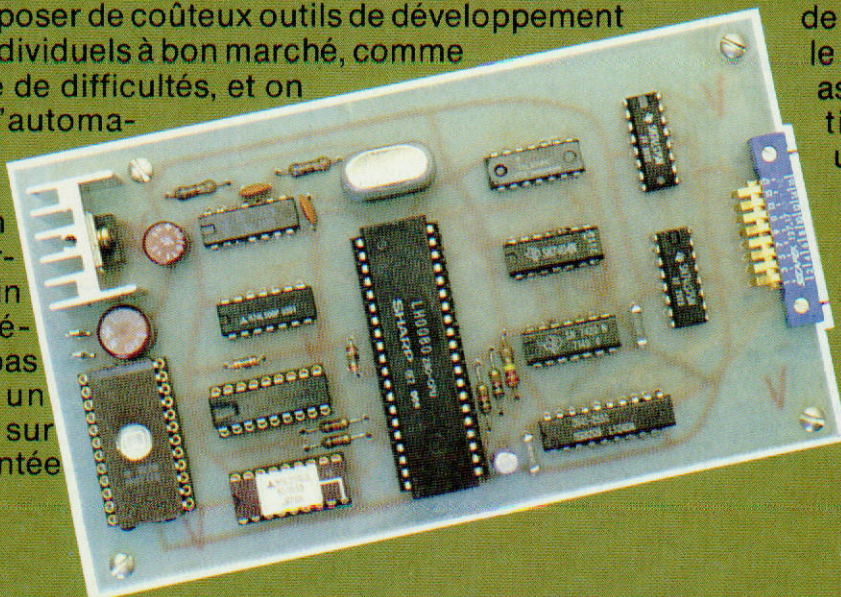
Dépense 

Les microprocesseurs permettent de résoudre avec le maximum de souplesse, un très vaste éventail de problèmes d'automatismes digitaux, ou même analogiques.

Le monde industriel ne s'y trompe d'ailleurs pas, et fait une très large place aux systèmes microprogrammés.

Au niveau de l'amateur, la mise en œuvre de microprocesseurs se heurte généralement à la nécessité de disposer de coûteux outils de développement d'ordinateurs individuels à bon marché, comme aplanir ce genre de difficultés, et on prolifération d'automatisme ZX81 associé à sortie. Cependant, on peut utiliser des ressources de plein droit, pourquoi ne pas logiciels sur un « faire tourner » sur processeur orientée

de logiciels. L'apparition le ZX81, pourrait bien assister en effet à une tismes utilisant un une carte d'entrée-sortie, avec de telles gaspille une bonne partie de la machine, et fouet certains de nients. Dès lors, mettre au point les ZX81, puis les une carte micro-« application » ?



Remarques préliminaires

Il ne fait aucun doute que l'adjonction au ZX81 (ou à tout ordinateur similaire), d'une carte d'entrées-sorties, ouvre la porte à une extrême variété d'applications dans le domaine des automatismes (chauffage, chemins de fer miniatures, systèmes d'alarme, etc.).

Cependant, une fois passée la phase de mise au point, il faut bien se rendre compte que le clavier, l'écran TV, l'interface cassette et autres perfectionnements ne servent plus à rien, peuvent à la limite devenir gênants, et que l'assemblage d'un ordinateur « de table » avec une carte d'interface se prête mal à l'insertion dans un ensemble « de terrain ».

Pire encore, à chaque mise en service, il faut charger le programme à partir de la cassette, ce

qui n'est guère confortable, et jamais le système ne pourra démarrer seul en cas d'incident tel que coupure d'alimentation ou accident de mémoire. Enfin, cette façon de faire immobilise un matériel relativement onéreux qui ne peut plus être utilisé par ailleurs.

Il y a de nombreux avantages à mettre au point des logiciels d'automatisme sur un système complet, avec clavier, écran, imprimante et cassette à l'aide de programmes puissants tels qu'assembleurs, désassembleurs et compilateurs, puis à transférer le résultat de ce travail sur une carte ne comportant que le matériel strictement nécessaire, mais permettant un certain confort d'utilisation.

Bien qu'il ne soit guère dans nos habitudes de parler prix, nous pensons intéressant d'effectuer une comparaison entre les deux solu-

tions envisageables. Bien sûr, en ces temps économiques incertains, des variations pourront être enregistrées, mais au moins le rapport restera-t-il valable :

a) considérons le système minimum composé d'un ZX81 en kit, et de la moins chère des cartes d'entrées-sorties : il faut compter au moins 880 F, sans parler du téléviseur et du magnétophone, pourtant nécessaires lors de chaque mise en service. b) choisissons la version la plus complète de la carte microprocesseur qui va être décrite (1 K RAM, 2 K ROM, 8 entrées, 8 sorties), nous arrivons tout juste à 300 F, somme qui se réduit à 250 F si l'on peut se passer de RAM ce qui, nous le verrons, est fréquent.

Qui plus est, une carte bien conçue démarrera l'exécution du programme dès sa mise sous tension, sans aucune intervention.

Enfin, l'encombrement de ce « système maximum » se limite à celui d'un circuit imprimé de 150 x 85 mm, éventuellement complété par une alimentation 6 V, 9 V ou 12 V, qu'importe !

Conception générale de la carte

Il s'agit de rassembler sur une carte homogène, un microprocesseur Z80, des mémoires ROM et RAM, quelques circuits logiques, et des interfaces d'entrées-sorties.

Il s'agit là de l'architecture quasi-invariable de tout système micro-informatique, mais dans le cas qui nous intéresse, il faut absolument garantir la compatibilité avec le ZX81, de façon à assurer la « portabilité » des logiciels qui seront mis au point sur cette machine.

Il ne saurait bien sûr être question de copier le schéma du ZX, qui utilise de toutes façons un circuit intégré spécialement fabriqué pour Sinclair et donc introuvable, mais il est indispensable de respecter le même plan d'occupation mémoire. Comme Sinclair, nous réserverons donc les 16 premiers K-octets à la ROM, même si 2 K nous suffissent amplement (un boîtier d'EPROM 2716). Également, nous devons affecter à nos entrées-sorties des ports compatibles avec les cartes d'interface destinées au ZX81. Nous avons donc choisi le port 127, ce qui correspond aux premières versions des cartes 8ES (restons français, que diable!).

Chacun aura compris que la différence fondamentale entre le ZX81 et notre carte réside dans le fait que celle-ci ne dispose pas du moniteur Basic Sinclair. Dans sa ROM sera donc directement logé le programme « utilisateur », écrit en langage machine, ou à la rigueur en une forme convenable de Basic compilé. Un microprocesseur Z80 commençant toujours, lors de sa mise sous tension, par exécuter le programme à partir de l'adresse 0, il est clair que le système bâti autour de la carte pourra démarrer absolument seul.

Que les nostalgiques du Basic se consolent, il leur reste la possibilité, même si ce n'est pas très glorieux, de recopier dans leur EPROM, certaines routines de la ROM Sinclair...

La figure 1 résume cette organisation générale, en conformité avec l'encombrement qui a été défini plus

haut. La figure 2, pour sa part, donne le brochage des principaux circuits intégrés utilisés, afin d'éclairer le schéma complet de la figure 3.

Le schéma de principe

L'essentiel des liaisons entre les boîtiers consiste à distribuer les bus d'adresses et de données entre les divers circuits, ce qui n'appelle pas de commentaires particulier. On peut, par contre, s'intéresser plus spécialement aux circuits dits annexes, mais qui, finalement, déter-

minent les caractéristiques du système.

L'alimentation

Tous les circuits de la carte fonctionnent sous un +5 V unique, et consomment au maximum 300 mA. Comme il est important pour la santé du matériel, que cette tension soit très bien régulée, nous avons prévu sur la carte même un régulateur intégré de type 7805, équipé d'un refroidisseur conséquent permettant à la tension d'entrée de monter si nécessaire bien au-delà de 12 V (utili-

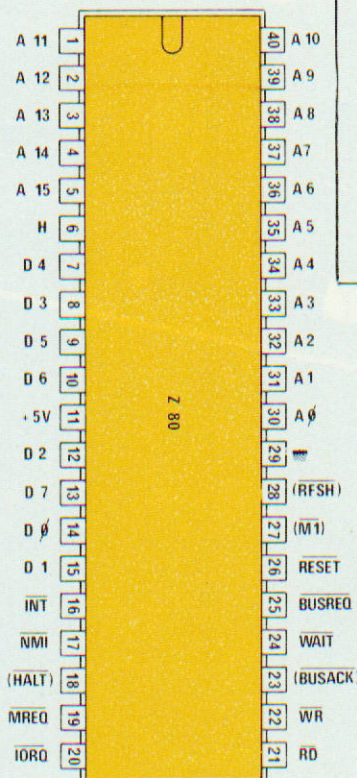


Figure 2

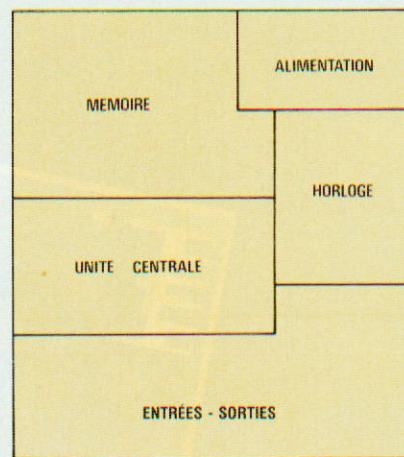


Figure 1

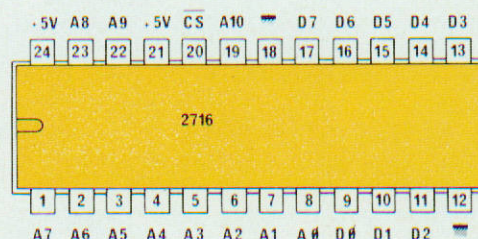


Figure 3

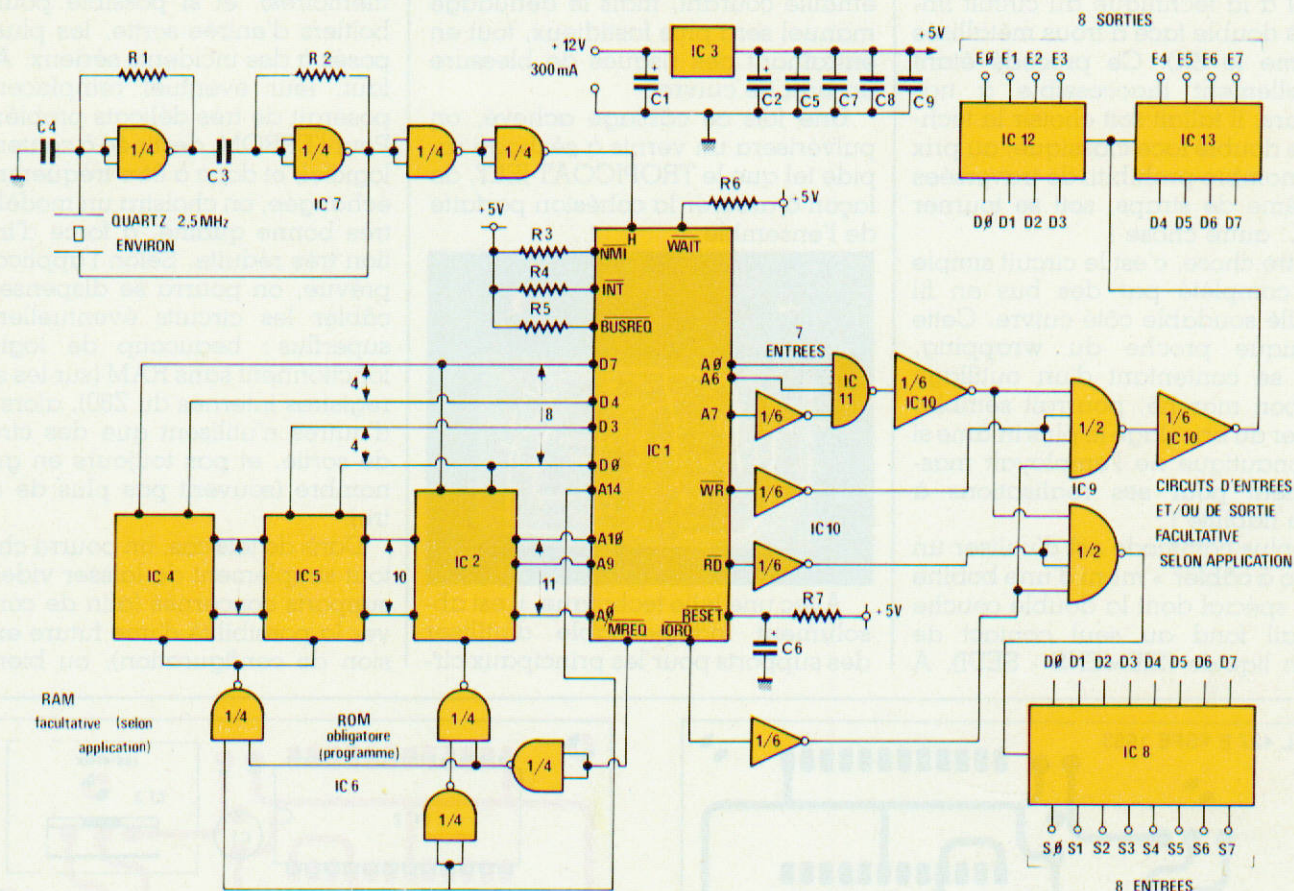


Figure 3

sation directe sur batterie auto, par exemple). Des condensateurs de 10 nF sont répartis en découplage aux points névralgiques des lignes de distribution.

L'horloge

Tout microprocesseur doit être piloté par une horloge délivrant un signal de haute qualité (fronts raides, rapport cyclique précis) et de fréquence très stable si l'on souhaite pouvoir compter sur la précision des temporisations qu'il aura à exécuter.

Nous avons donc utilisé un classique oscillateur à quartz, dont le signal est mis en forme par deux portes inverseuses en cascade.

La fréquence choisie est d'environ 2,5 MHz (contre 3,25 dans le ZX81), afin de permettre l'emploi d'un Z80 ordinaire, plus économique encore que largement suffisant. Il faudra tenir compte de cette différence lors de l'écriture d'éventuels programmes comportant des temporisations.

Il reste bien sûr possible de monter un quartz de 3,25 MHz et un Z80 A, mais le jeu n'en vaut pas forcément la chandelle.

Les sélections mémoire

Un simple boîtier 74LS00 élabore des signaux analogues à ceux nommés RAMCS et ROMCS sur le ZX81, et qui sélectionnent la ROM pour A14 = 0, et la RAM pour A14 = 1, étant entendu que MREQ doit aussi être à 0 (demande d'accès à la mémoire).

Les entrées-sorties

Nous voici au cœur de toute application d'automatisme, pour laquelle les accès à l'extérieur sont indispensables. Un décodage des huit lignes basses du bus d'adresses sert à élaborer le signal correspondant à l'octet 127 (numéro de port). On notera que, même si cela utilise beaucoup de matériel (un 74LS30 entier plus un inverseur), il a été décidé de procéder à un décodage complet, évitant toute ambiguïté avec d'autres numéros de port.

Ce signal de validation est ensuite combiné avec IORQ (demande d'accès à un port), puis avec WR et RD, de façon à obtenir respectivement les impulsions de validation des dis-

positifs de sortie et d'entrée (en effet, l'unité centrale écrit sur une sortie, mais lit une entrée).

Les circuits de sortie sont bâtis autour de deux quadruples latches 74LS75, capables de mémoriser aussi longtemps que nécessaire les états des huit sorties très brièvement transmis par le bus de données.

Les signaux d'entrée, pour leur part, transitent par huit buffers à trois états contenus dans un seul circuit 74LS240 ou 74LS244, selon que l'on désire que l'entrée soit complémentée ou non. Notons que le même choix existe au niveau des sorties, puisque les 74LS75 disposent chacun de quatre sorties directes et de quatre sorties complémentées.

Ces possibilités de choix seront précieuses lors du raccordement des dispositifs utilisateurs (circuits de puissance), dont la diversité interdit l'intégration sur la carte. Les huit entrées et les huit sorties sont donc directement aux niveaux TTL/LS.

Réalisation pratique

Industriellement, la réalisation d'une carte comprenant un nombre

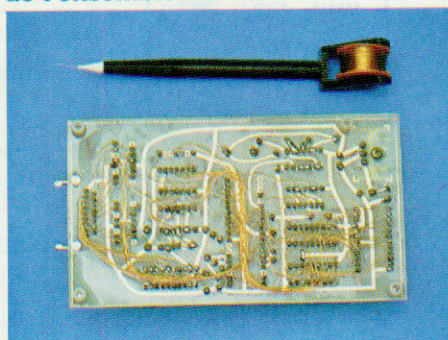
aussi considérable de liaisons, ferait appel à la technique du circuit imprimé double face à trous métallisés (comme le ZX). Ce procédé étant virtuellement inaccessible à nos lecteurs, il fallait soit choisir la technique double face classique, au prix d'un nombre prohibitif de traversées et même de straps, soit se tourner vers... autre chose !

Autre chose, c'est le circuit simple face complété par des bus en fil émaillé soudable côté cuivre. Cette technique proche du wrapping, mais se contentant d'un outillage très bon marché, pourrait sembler relever du bricolage le plus infâme si l'aéronautique ne l'employait massivement pour ses réalisations à haute fiabilité !

Le plus commode est d'utiliser un « stylo à câbler » muni d'une bobine de fil spécial dont la double couche d'émail fond au seul contact de l'étain liquide (SIEMENS - SEDI). A

défaut, on pourra se contenter de fil émaillé courant, mais le dénudage manuel sera plus fastidieux, tout en entraînant des risques de blessure du brin de cuivre.

Une fois ce câblage achevé, on pulvérisera un vernis à séchage rapide tel que le TROPICOAT JELT, de façon à assurer la cohésion parfaite de l'ensemble.



Avec une telle technique, il est absolument indispensable d'utiliser des supports pour les principaux cir-

cuits intégrés (microprocesseur et mémoires), et si possible pour les boîtiers d'entrée-sortie, les plus exposés à des incidents sérieux. A défaut, leur éventuel remplacement poserait de très délicats problèmes. Pour l'EPROM, destinée à contenir le logiciel, et donc à être fréquemment échangée, on choisira un modèle de très bonne qualité, à force d'insertion très réduite. Selon l'application prévue, on pourra se dispenser de câbler les circuits éventuellement superflus : beaucoup de logiciels fonctionnent sans RAM (sur les seuls registres internes du Z80), alors que d'autres n'utilisent que des circuits de sortie, et pas toujours en grand nombre (souvent pas plus de quatre).

Dans de tels cas, on pourra choisir tout simplement de laisser vides les supports concernés (afin de conserver la possibilité d'une future extension de configuration), ou bien on

EL 427 E ©SPE 1983

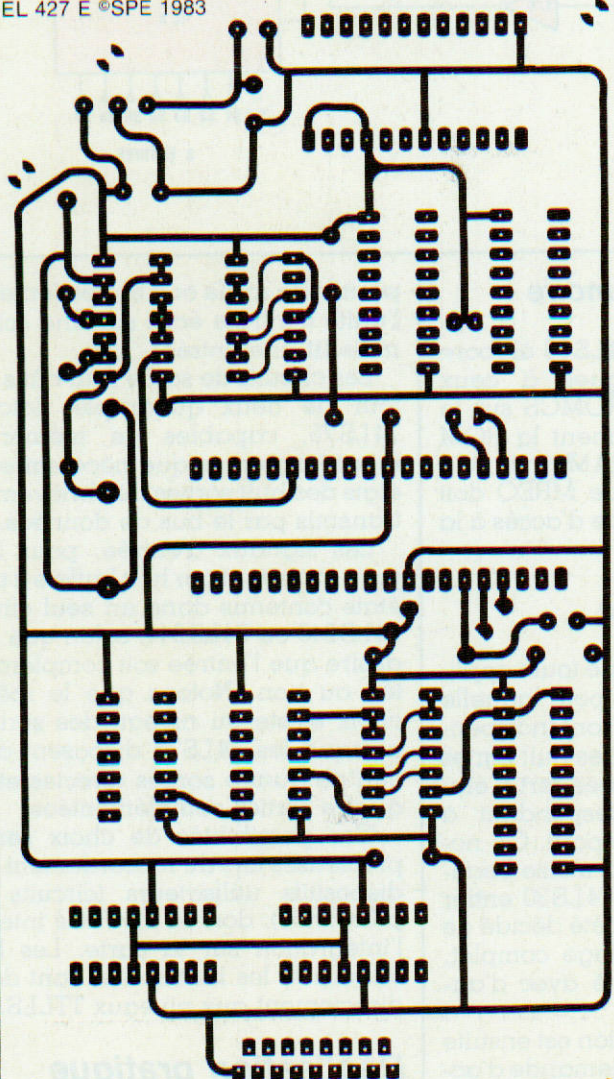


Figure 4

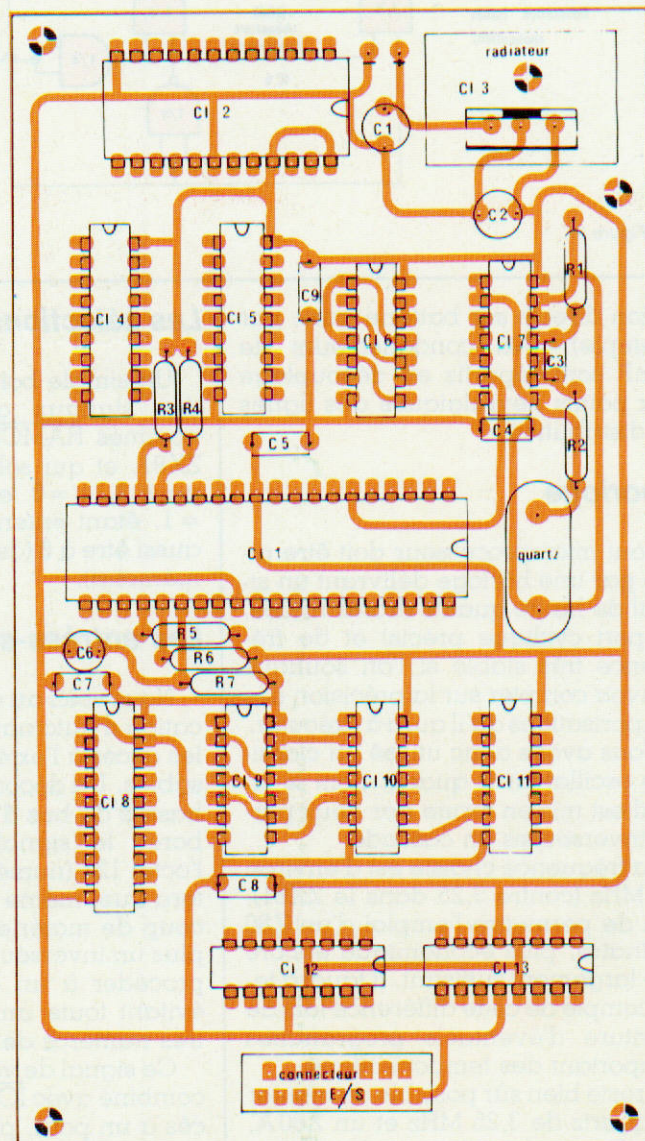


Figure 5

omettra carrément tout le câblage correspondant, à des fins de simplification et d'économie.

Il résulte de cette conception particulière que les plans de câblage sont au nombre de trois :

La figure 4 donne le tracé du circuit imprimé simple face, dont la réalisation par des moyens « amateur » ne pose pas le plus petit problème. On pourra éventuellement modifier l'implantation du connecteur d'entrée-sortie, selon les besoins particuliers de chacun. Notre maquette utilise un modèle de fabrication SOCAPEX, muni de 17 contacts (8 entrées, 8 sorties, et la masse). L'alimentation est amenée séparément au moyen de deux cosses poignard, mais pourrait, si nécessaire, être ramenée sur un même connecteur.

Le plan d'implantation de la figure 5 ne soulève pas de remarque particulière, si ce n'est, bien sûr, que

les circuits MOS ne doivent être montés dans leurs supports qu'au terme de toutes les opérations de câblage.

C'est avec la figure 6 que nous abordons véritablement les choses sérieuses, puisque ce document indique la totalité des liaisons filaires à effectuer. Les risques d'erreur sont très minces, puisque l'essentiel de ce câblage concerne les bus. Toute erreur déboucherait rapidement sur l'impossibilité de réaliser l'une des liaisons suivantes, d'où un auto-contrôle permanent des opérations.

Le travail consiste à réunir par un même fil, tous les points portant le même repère numérique, alphabétique, ou alphanumérique. Bien souvent, ces points sont en nombre supérieur à deux, et il est alors commode de ne pas couper le fil, cette démarche « de porte à porte » faisant gagner du temps et diminuant les risques de soudures défectueuses.

Une bonne précaution consiste à contrôler le câblage à l'ohmmètre avant toute insertion de circuits intégrés, mais il est encore plus important de se livrer à un test visuel de la qualité des soudures (notamment absence de court-circuits).

À part la présence du + 5 V et du signal d'horloge, on ne peut guère tester la carte qu'en lui faisant exécuter un programme, qu'il faut au préalable charger dans une mémoire EPROM de type 2716.

Programmation de la carte

Il existe principalement deux moyens permettant d'obtenir un logiciel pour cette carte : utiliser l'un des programmes publiés pour elle (et pas pour une autre, sauf modifications), ou bien mettre au point soi-même un tel logiciel sur un ZX 81 considéré alors comme un système de développement, et donc muni des accessoires voulus (cartes 8ES et logiciels de programmation en assembleur).

Seulement, dans ce dernier cas, il n'est pas possible de tester sur le ZX 81 les programmes dans la zone mémoire qui leur sera dévolue sur la carte (0 à 2047). En effet, cette zone correspond au début de la ROM Sinclair, qu'il ne saurait être question de supprimer !

Fort heureusement, à condition de respecter certaines règles très simples, notre carte pourra exécuter sans coup férir, des programmes mis au point dans certaines zones de la RAM du ZX 81, et en particulier dans l'espace compris entre les adresses 8192 et 10239. L'utilisation de cette zone exige le recours à certains artifices, tels que le blocage de la ROM pour des adresses tombant dans cette fourchette, et son remplacement par de la RAM.

Bien mieux, si l'on prend soin de n'écrire que des programmes « relogéables » (en adressage relatif), la zone de mémoire dans laquelle ils auront été mis au point n'aura aucune incidence sur le fonctionnement de la carte.

De toutes façons, on retiendra de ce qui précède qu'il ne faut pas s'étonner de trouver dans des logiciels écrits pour cette carte, des renvois à des adresses inexistantes en EPROM : le décodage spécial de la ligne A 14 se charge de rétablir le bon « aiguillage ». Voici tout le secret de la compatibilité avec notre

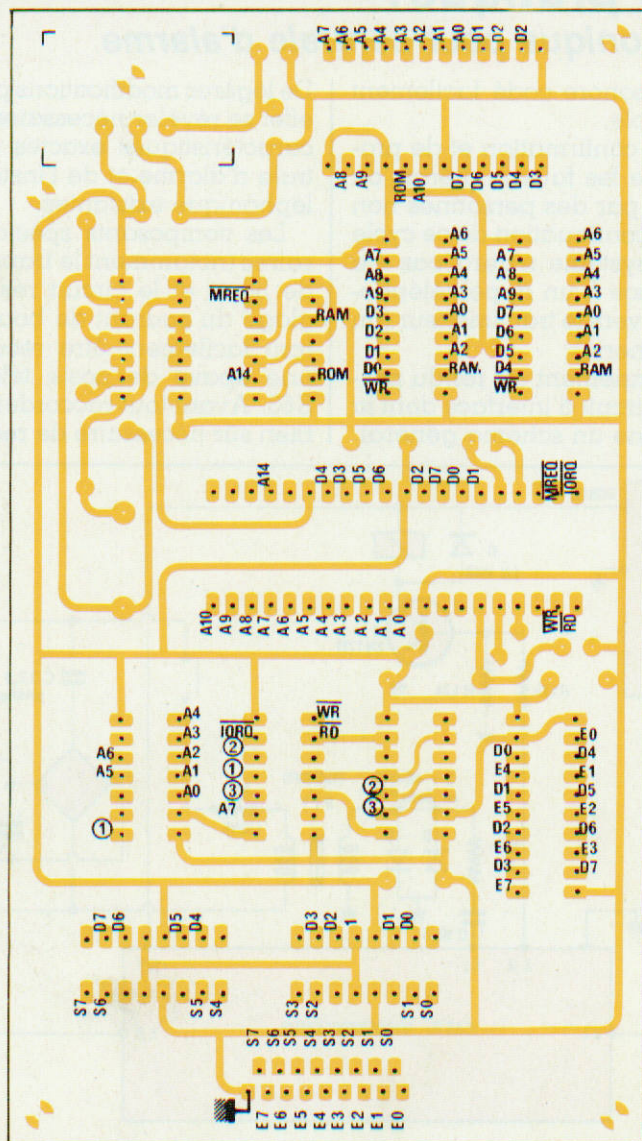


Figure 6 - Vue des raccordements côté cuivre, les braches repérées par un point ne reçoivent aucune liaison.

carte, des logiciels écrits pour le ZX 81.

Le programme de test de la carte n'échappe pas à cette règle. Implanté à partir de l'adresse 0 de l'EPROM, il se compose en tout et pour tout de sept octets, dont voici les codes décimaux : 219, 127, 211, 127, 195, 0, 32.

On reconnaît ici les trois instructions suivantes de l'assembleur Z80 : IN A, (127) OUT (127), A JP 8192

La carte effectue donc une entrée sur le port n° 127, pour ressortir aussitôt le même octet (temporairement stocké dans l'accumulateur), sur le même port. Un bouclage s'effectue alors sur l'adresse 8192, mais la carte revient en fait à l'adresse 0, puisque la ligne A13, de poids 8192, n'est pas

reconnue par l'EPROM.

Pour vérifier le bon fonctionnement de la carte, il suffit de mettre successivement à la masse les huit entrées, en vérifiant que les sorties suivent bien individuellement ces changements d'états.

Reste donc à «figer» ce programme en EPROM, problème fondamental qui se posera lors de chaque nouvelle utilisation de la carte.

Plusieurs solutions peuvent être retenues :

- acheter une EPROM toute programmée, ou la faire programmer à la demande (situation similaire à celle existant dans le domaine des circuits imprimés),
- s'équiper d'un programmeur d'EPROM, solution à laquelle il faudra nécessairement recourir en cas

d'utilisation massive de cartes microprocesseur.

Un programmeur très complet a été décrit dans le n° 424 de Radio Plans, mais d'autres approches sont envisageables. Par exemple, il est assez facile de munir le ZX81 d'un adaptateur permettant la programmation de 2716 à partir d'octets présents en RAM, et donc dûment vérifiés. De telles cartes d'adaptation peuvent se trouver dans le commerce, mais la carte à vingt sorties décrite dans Radio Plans n° 426 peut également faire l'affaire. Rappelons en effet que le rôle essentiel d'un programmeur se limite à maintenir à l'aide de «latches», les états des bus d'adresses et de données de l'EPROM pendant toute la durée de l'application de l'impulsion d'écriture (50 ms).

Une première application pratique : un transmetteur téléphonique pour centrale d'alarme

Une carte microprocesseur telle que celle-ci peut exécuter des tâches extrêmement variées et complexes par simple embrochage d'une EPROM programmée comme il convient.

Toute la partie matérielle (circuits) est commune à toutes les applications, seuls pouvant changer les circuits de puissance externes (commande de relais, triacs, voyants, scrutation de contacts, capteurs, interrupteurs, etc.). Dans bien des cas, d'ailleurs, les niveaux TTL disponibles apparaissent comme suffisants (commande directe de diodes LED, de relais Reed, de photocoupleurs, et attaque directe par des contacts reliés à la masse).

L'application que nous allons étudier est déjà performante, malgré la relative simplicité du logiciel utilisé (210 octets). Il s'agit pour notre carte, sur simple application d'une tension de 12 V par une centrale antivol (sortie sirène, par exemple), de gérer intégralement la transmission par téléphone de l'information de déclenchement, selon la procédure suivante :

- appel d'un premier numéro pré-programmé en EPROM,
- en cas de non-réponse ou d'occupation, appel immédiat d'un second numéro,
- en cas de nouvel insuccès, retour au premier numéro, et ainsi de suite autant de fois que nécessaire,
- au décrochage, transmission

d'un signal sonore codé facilement reconnaissable,

- à titre de confirmation et de protection contre les faux numéros, ou de réponses par des personnes non au courant, continuation de ce cycle tant que le système n'aura pas été désarmé grâce à un appel téléphonique dirigé vers le transmetteur (un coup de sonnerie).

Ce fonctionnement est rendu possible par le circuit d'interface dont la figure 7 donne un schéma général.

De légères modifications pourront en effet se révéler nécessaires selon les caractéristiques exactes de la centrale d'alarme et de l'installation téléphonique existantes.

Les composants spéciaux nécessaires (notamment le transformateur de ligne et le circuit résistif de réglage du courant de boucle), pourront facilement être récupérés sur une épave de poste téléphonique S63. Avant tout raccordement, il est bien sûr nécessaire de recueillir les

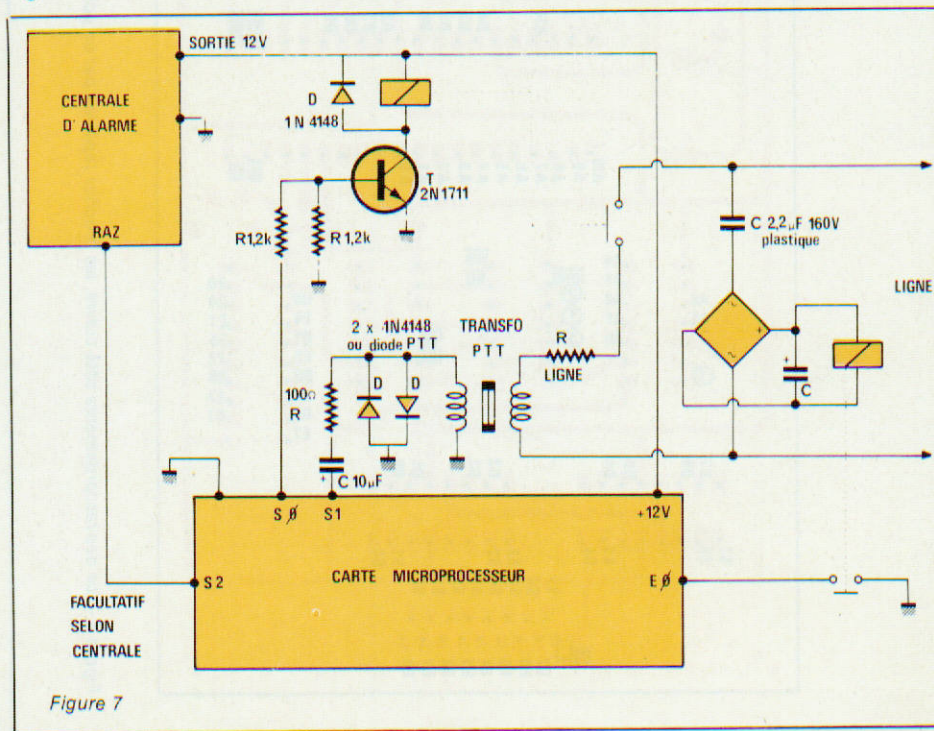


Figure 7

autorisations réglementaires. L'interface se décompose en deux parties principales: le circuit de prise de ligne et de numérotation, qui se charge en même temps de l'envoi de la tonalité de signalisation, et un détecteur de sonnerie, pas toujours

indispensable, puisque certaines centrales de surveillance se désarment elles-mêmes au bout d'un certain temps d'action de la sirène.

C'est cependant le logiciel de la figure 8 qui constitue le cœur du système.

Les trois colonnes indiquent, de gauche à droite, l'adresse de chaque octet dans l'EPROM, l'équivalent de cet octet et, pour information seulement, les adresses ayant servi à l'assemblage sur le ZX81.

Les deux numéros de téléphone à

0	62	0100	58	00	0060	136	000	0000
2	1	0100	59	005	0061	137	000	0000
3	211	0104	60	000	0062	138	000	0000
4	127	0105	71	002	0063	139	001	0000
5	6	0106	72	005	0064	140	001	0000
6	10	0107	73	120	0065	141	000	0000
7	105	0108	74	002	0066	142	000	0000
8	705	0109	75	125	0067	143	000	0000
9	00	0200	76	0	0068	144	000	0000
10	0	0201	77	02	0069	145	000	0000
11	005	0202	78	14	0070	146	000	0000
12	005	0203	79	255	0071	147	001	0000
13	005	0204	80	225	0072	148	000	0000
14	0	0205	81	055	0073	149	004	0000
15	0	0206	82	021	0074	150	004	0000
16	005	0207	83	032	0075	151	004	0000
17	005	0208	84	053	0076	152	004	0000
18	005	0209	85	103	0077	153	004	0000
19	002	0210	86	002	0078	154	000	0000
20	0	0211	87	248	0079	155	004	0000
21	005	0212	88	5	0080	156	000	0000
22	005	0213	89	002	0081	157	000	0000
23	005	0214	90	243	0082	158	000	0000
24	0	0215	91	001	0083	159	000	0000
25	0	0216	92	002	0084	160	000	0000
26	005	0217	93	0	0085	161	000	0000
27	005	0218	94	211	0086	162	000	0000
28	002	0219	95	127	0087	163	000	0000
29	002	0220	96	14	0088	164	001	0000
30	0	0221	97	40	0089	165	000	0000
31	005	0222	98	22	0090	166	000	0000
32	005	0223	99	055	0091	167	000	0000
33	002	0224	100	011	0092	168	005	0000
34	0	0225	101	000	0093	169	000	0000
35	0	0226	102	053	0094	170	000	0000
36	005	0227	103	103	0095	171	001	0000
37	005	0228	104	002	0096	172	000	0000
38	002	0229	105	248	0097	173	000	0000
39	002	0230	106	52	0098	174	000	0000
40	105	0231	107	1	0099	175	000	0000
41	002	0232	108	211	0100	176	000	0000
42	0	0233	109	127	0101	177	000	0000
43	0	0234	110	14	0102	178	000	0000
44	005	0235	111	04	0103	179	000	0000
45	005	0236	112	002	0104	180	000	0000
46	002	0237	113	055	0105	181	000	0000
47	002	0238	114	011	0106	182	000	0000
48	0	0239	115	002	0107	183	000	0000
49	005	0240	116	203	0108	184	000	0000
50	005	0241	117	10	0109	185	000	0000
51	002	0242	118	002	0110	186	000	0000
52	0	0243	119	248	0111	187	000	0000
53	0	0244	120	5	0112	188	000	0000
54	005	0245	121	002	0113	189	000	0000
55	005	0246	122	005	0114	190	000	0000
56	002	0247	123	0	0115	191	000	0000
57	002	0248	124	1	0116	192	000	0000
			125	005	0117	193	000	0000
			126	305	0118	194	000	0000
			127	30	0119	195	000	0000
			128	001	0120	196	000	0000
			129	0	0121	197	000	0000
			130	5	0122	198	000	0000
			131	000	0123	199	000	0000
			132	205	0124	200	000	0000
			133	0	0125	201	000	0000
			134	177	0126	202	000	0000
			135	0	0127	203	000	0000
					0128	204	000	0000
					0129	205	000	0000
					0130	206	000	0000
					0131	207	000	0000
					0132	208	000	0000
					0133	209	000	0000
					0134	210	000	0000
					0135	211	000	0000
					0136	212	000	0000
					0137	213	000	0000
					0138	214	000	0000
					0139	215	000	0000
					0140	216	000	0000
					0141	217	000	0000
					0142	218	000	0000
					0143	219	000	0000
					0144	220	000	0000
					0145	221	000	0000
					0146	222	000	0000
					0147	223	000	0000
					0148	224	000	0000
					0149	225	000	0000
					0150	226	000	0000
					0151	227	000	0000
					0152	228	000	0000
					0153	229	000	0000
					0154	230	000	0000
					0155	231	000	0000
					0156	232	000	0000
					0157	233	000	0000
					0158	234	000	0000
					0159	235	000	0000
					0160	236	000	0000
					0161	237	000	0000
					0162	238	000	0000
					0163	239	000	0000
					0164	240	000	0000
					0165	241	000	0000
					0166	242	000	0000
					0167	243	000	0000
					0168	244	000	0000
					0169	245	000	0000
					0170	246	000	0000
					0171	247	000	0000
					0172	248	000	0000
					0173	249	000	0000
					0174	250	000	0000
					0175	251	000	0000
					0176	252	000	0000
					0177	253	000	0000
					0178	254	000	0000
					0179	255	000	0000
					0180	256	000	0000
					0181	257	000	0000
					0182	258	000	0000
					0183	259	000	0000
					0184	260	000	0000
					0185	261	000	0000
					0186	262	000	0000
					0187	263	000	0000
					0188	264	000	0000
					0189	265	000	0000
					0190	266	000	0000
					0191	267	000	0000
					0192	268	000	0000
					0193	269	000	0000
					0194	270	000	0000
					0195	271	000	0000
					0196	272	000	0000
					0197	273	000	0000
					0198	274	000	0000
					0199	275	000	0000
					0200	276	000	0000
					0201	277	000	0000
					0202	278	000	0000
					0203	279	000	0000
					0204	280	000	0000
					0205	281	000	0000
					0206	282	000	0000
					0207	283	000	0000
					0208	284	000	0000
					0209	285	000	0000
					0210	286	000	0000
					0211	287	000	0000
					0212	288	000	0000
					0213	289	000	0000
					0214	290	000	0000
					0215	291	000	0000
					0216	292	000	0000
					0217	293	000	0000
					0218	294	000	0000
					0219	295	000	0000
					0220	296	000	0000
					0221	297	000	0000
					0222	298	000	0000
					0223	299	000	0000
					0224	300	000	0000
					0225	301	000	0000
					0226	302	000	0000
					0227	303	000	0000
					0228	304	000	0000
					0229	305	000	0000
					0230	306	000	0000
					0231	307	000	0000
					0232	308	000	0000
					0233	309	000	0000
					0234	310	000	0000
					0235	311	000	0000
					0236	312	000	0000
					0237	313	000	0000
					0238	314	000	0000
					0239	315	000	0000
					0240	316	000	0000
					0241	317	000	0000
					0242	318	000	0000
					0243	319	000	0000


```

0000 LD A,01; *
0001 OUT 7F;
0002 LD B,0A; ***
0003 CALL 204E
0004 LD B,
0005 CALL 205C
0006 LD B,
0007 CALL 205C
0008 LD B,
0009 CALL 205C
000A LD B,
000B CALL 205C
000C LD B,
000D CALL 205C
000E LD B,
000F CALL 205C
0010 LD B,
0011 CALL 205C
0012 LD B,
0013 CALL 205C
0014 LD B,
0015 CALL 205C
0016 LD B,
0017 CALL 205C
0018 LD B,
0019 CALL 205C
001A LD B,
001B CALL 205C
001C LD B,
001D CALL 205C
001E LD B,
001F CALL 205C
0020 LD B,
0021 CALL 205C
0022 LD B,
0023 CALL 205C
0024 LD B,
0025 CALL 205C
0026 LD B,
0027 CALL 205C
0028 LD B,
0029 CALL 205C
002A LD B,
002B CALL 205C
002C LD B,
002D CALL 205C
002E LD B,
002F CALL 205C
0030 LD B,
0031 CALL 205C
0032 LD B,
0033 CALL 205C
0034 LD B,
0035 CALL 205C
0036 LD B,
0037 CALL 205C
0038 LD B,
0039 CALL 205C
003A LD B,
003B CALL 205C
003C LD B,
003D CALL 205C
003E LD B,
003F CALL 205C
0040 LD B,
0041 CALL 205C
0042 LD B,
0043 CALL 205C
0044 LD B,
0045 CALL 205C
0046 LD B,
0047 CALL 205C
0048 LD B,
0049 CALL 205C
004A LD B,
004B CALL 205C
004C LD B,
004D CALL 205C
004E LD B,
004F CALL 205C
0050 LD B,
0051 CALL 205C
0052 LD B,
0053 CALL 205C
0054 LD B,
0055 CALL 205C
0056 LD B,
0057 CALL 205C
0058 LD B,
0059 CALL 205C
005A LD B,
005B CALL 205C
005C LD B,
005D CALL 205C
005E LD B,
005F CALL 205C
0060 LD B,
0061 CALL 205C
0062 LD B,
0063 CALL 205C
0064 LD B,
0065 CALL 205C
0066 LD B,
0067 CALL 205C
0068 LD B,
0069 CALL 205C
006A LD B,
006B CALL 205C
006C LD B,
006D CALL 205C
006E LD B,
006F CALL 205C
0070 LD B,
0071 CALL 205C
0072 LD B,
0073 CALL 205C
0074 LD B,
0075 CALL 205C
0076 LD B,
0077 CALL 205C
0078 LD B,
0079 CALL 205C
007A LD B,
007B CALL 205C
007C LD B,
007D CALL 205C
007E LD B,
007F CALL 205C
0080 LD B,
0081 CALL 205C
0082 LD B,
0083 CALL 205C
0084 LD B,
0085 CALL 205C
0086 LD B,
0087 CALL 205C
0088 LD B,
0089 CALL 205C
008A LD B,
008B CALL 205C
008C LD B,
008D CALL 205C
008E LD B,
008F CALL 205C
0090 LD B,
0091 CALL 205C
0092 LD B,
0093 CALL 205C
0094 LD B,
0095 CALL 205C
0096 LD B,
0097 CALL 205C
0098 LD B,
0099 CALL 205C
009A LD B,
009B CALL 205C
009C LD B,
009D CALL 205C
009E LD B,
009F CALL 205C
00A0 LD B,
00A1 CALL 205C
00A2 LD B,
00A3 CALL 205C
00A4 LD B,
00A5 CALL 205C
00A6 LD B,
00A7 CALL 205C
00A8 LD B,
00A9 CALL 205C
00AA LD B,
00AB CALL 205C
00AC LD B,
00AD CALL 205C
00AE LD B,
00AF CALL 205C
00B0 LD B,
00B1 CALL 205C
00B2 LD B,
00B3 CALL 205C
00B4 LD B,
00B5 CALL 205C
00B6 LD B,
00B7 CALL 205C
00B8 LD B,
00B9 CALL 205C
00BA LD B,
00BB CALL 205C
00BC LD B,
00BD CALL 205C
00BE LD B,
00BF CALL 205C
00C0 LD B,
00C1 CALL 205C
00C2 LD B,
00C3 CALL 205C
00C4 LD B,
00C5 CALL 205C
00C6 LD B,
00C7 CALL 205C
00C8 LD B,
00C9 CALL 205C
00CA LD B,
00CB CALL 205C
00CC LD B,
00CD CALL 205C
00CE LD B,
00CF CALL 205C
00D0 LD B,
00D1 CALL 205C
00D2 LD B,
00D3 CALL 205C
00D4 LD B,
00D5 CALL 205C
00D6 LD B,
00D7 CALL 205C
00D8 LD B,
00D9 CALL 205C
00DA LD B,
00DB CALL 205C
00DC LD B,
00DD CALL 205C
00DE LD B,
00DF CALL 205C
00E0 LD B,
00E1 CALL 205C
00E2 LD B,
00E3 CALL 205C
00E4 LD B,
00E5 CALL 205C
00E6 LD B,
00E7 CALL 205C
00E8 LD B,
00E9 CALL 205C
00EA LD B,
00EB CALL 205C
00EC LD B,
00ED CALL 205C
00EE LD B,
00EF CALL 205C
00F0 LD B,
00F1 CALL 205C
00F2 LD B,
00F3 CALL 205C
00F4 LD B,
00F5 CALL 205C
00F6 LD B,
00F7 CALL 205C
00F8 LD B,
00F9 CALL 205C
00FA LD B,
00FB CALL 205C
00FC LD B,
00FD CALL 205C
00FE LD B,
00FF CALL 205C
0000 LD A,01; *
0001 OUT 7F;
0002 LD B,0A; ***
0003 CALL 204E
0004 LD B,
0005 CALL 205C
0006 LD B,
0007 CALL 205C
0008 LD B,
0009 CALL 205C
000A LD B,
000B CALL 205C
000C LD B,
000D CALL 205C
000E LD B,
000F CALL 205C
0010 LD B,
0011 CALL 205C
0012 LD B,
0013 CALL 205C
0014 LD B,
0015 CALL 205C
0016 LD B,
0017 CALL 205C
0018 LD B,
0019 CALL 205C
001A LD B,
001B CALL 205C
001C LD B,
001D CALL 205C
001E LD B,
001F CALL 205C
0020 LD B,
0021 CALL 205C
0022 LD B,
0023 CALL 205C
0024 LD B,
0025 CALL 205C
0026 LD B,
0027 CALL 205C
0028 LD B,
0029 CALL 205C
002A LD B,
002B CALL 205C
002C LD B,
002D CALL 205C
002E LD B,
002F CALL 205C
0030 LD B,
0031 CALL 205C
0032 LD B,
0033 CALL 205C
0034 LD B,
0035 CALL 205C
0036 LD B,
0037 CALL 205C
0038 LD B,
0039 CALL 205C
003A LD B,
003B CALL 205C
003C LD B,
003D CALL 205C
003E LD B,
003F CALL 205C
0040 LD B,
0041 CALL 205C
0042 LD B,
0043 CALL 205C
0044 LD B,
0045 CALL 205C
0046 LD B,
0047 CALL 205C
0048 LD B,
0049 CALL 205C
004A LD B,
004B CALL 205C
004C LD B,
004D CALL 205C
004E LD B,
004F CALL 205C
0050 LD B,
0051 CALL 205C
0052 LD B,
0053 CALL 205C
0054 LD B,
0055 CALL 205C
0056 LD B,
0057 CALL 205C
0058 LD B,
0059 CALL 205C
005A LD B,
005B CALL 205C
005C LD B,
005D CALL 205C
005E LD B,
005F CALL 205C
0060 LD B,
0061 CALL 205C
0062 LD B,
0063 CALL 205C
0064 LD B,
0065 CALL 205C
0066 LD B,
0067 CALL 205C
0068 LD B,
0069 CALL 205C
006A LD B,
006B CALL 205C
006C LD B,
006D CALL 205C
006E LD B,
006F CALL 205C
0070 LD B,
0071 CALL 205C
0072 LD B,
0073 CALL 205C
0074 LD B,
0075 CALL 205C
0076 LD B,
0077 CALL 205C
0078 LD B,
0079 CALL 205C
007A LD B,
007B CALL 205C
007C LD B,
007D CALL 205C
007E LD B,
007F CALL 205C
0080 LD B,
0081 CALL 205C
0082 LD B,
0083 CALL 205C
0084 LD B,
0085 CALL 205C
0086 LD B,
0087 CALL 205C
0088 LD B,
0089 CALL 205C
008A LD B,
008B CALL 205C
008C LD B,
008D CALL 205C
008E LD B,
008F CALL 205C
0090 LD B,
0091 CALL 205C
0092 LD B,
0093 CALL 205C
0094 LD B,
0095 CALL 205C
0096 LD B,
0097 CALL 205C
0098 LD B,
0099 CALL 205C
009A LD B,
009B CALL 205C
009C LD B,
009D CALL 205C
009E LD B,
009F CALL 205C
00A0 LD B,
00A1 CALL 205C
00A2 LD B,
00A3 CALL 205C
00A4 LD B,
00A5 CALL 205C
00A6 LD B,
00A7 CALL 205C
00A8 LD B,
00A9 CALL 205C
00AA LD B,
00AB CALL 205C
00AC LD B,
00AD CALL 205C
00AE LD B,
00AF CALL 205C
00B0 LD B,
00B1 CALL 205C
00B2 LD B,
00B3 CALL 205C
00B4 LD B,
00B5 CALL 205C
00B6 LD B,
00B7 CALL 205C
00B8 LD B,
00B9 CALL 205C
00BA LD B,
00BB CALL 205C
00BC LD B,
00BD CALL 205C
00BE LD B,
00BF CALL 205C
00C0 LD B,
00C1 CALL 205C
00C2 LD B,
00C3 CALL 205C
00C4 LD B,
00C5 CALL 205C
00C6 LD B,
00C7 CALL 205C
00C8 LD B,
00C9 CALL 205C
00CA LD B,
00CB CALL 205C
00CC LD B,
00CD CALL 205C
00CE LD B,
00CF CALL 205C
00D0 LD B,
00D1 CALL 205C
00D2 LD B,
00D3 CALL 205C
00D4 LD B,
00D5 CALL 205C
00D6 LD B,
00D7 CALL 205C
00D8 LD B,
00D9 CALL 205C
00DA LD B,
00DB CALL 205C
00DC LD B,
00DD CALL 205C
00DE LD B,
00DF CALL 205C
00E0 LD B,
00E1 CALL 205C
00E2 LD B,
00E3 CALL 205C
00E4 LD B,
00E5 CALL 205C
00E6 LD B,
00E7 CALL 205C
00E8 LD B,
00E9 CALL 205C
00EA LD B,
00EB CALL 205C
00EC LD B,
00ED CALL 205C
00EE LD B,
00EF CALL 205C
00F0 LD B,
00F1 CALL 205C
00F2 LD B,
00F3 CALL 205C
00F4 LD B,
00F5 CALL 205C
00F6 LD B,
00F7 CALL 205C
00F8 LD B,
00F9 CALL 205C
00FA LD B,
00FB CALL 205C
00FC LD B,
00FD CALL 205C
00FE LD B,
00FF CALL 205C

```

numéro 1 (six chiffres)

numéro 2 (six chiffres)

six chiffres ont été « masqués » par de petits carrés noirs, puisqu'il s'agissait des numéros personnels de l'auteur, et chacun programmera à la place les numéros qu'il désirera. Attention, le chiffre zéro doit être programmé au moyen de l'octet 10, puisque ce chiffre correspond à dix coupures de ligne.

Moyennant des aménagements très simples, il serait possible de programmer davantage de numéros, à six ou sept chiffres, voire même de prévoir des pauses d'attente de la tonalité du 16 en cas de transmission à longue distance. Il suffirait pour cela d'appeler la routine de temporisation dont nous allons découvrir l'existence.

```

008A4 OUT 7F;
008A6 LD B,05;
008A8 CALL 204E
008AA RET
008AC LD A,04;
008AE OUT 7F;
008B0 LD H,M
008B2 LD H,FF;
008B4 LD L,1E;
008B6 LD A,03;
008B8 OUT 7F;
008BA DEC L
008BC JR NZ,20B9
008BE LD L,1E;
008C0 LD A,01;
008C2 OUT 7F;
008C4 DEC L
008C6 JR NZ,20C2
008C8 DEC H
008CA JR NZ,20B3
008CC LD H,FF;
008CE LD L,64;
008D0 DEC L
008D2 JR NZ,20CC
008D4 DEC H
008D6 JR NZ,20CA
008D8 RET

```

Figure 9 - Le programme désassemblé pour deux numéros à six chiffres.

La figure 9 fournit en effet une version entièrement désassemblée en mnémomiques Z80 et code hexadécimal, du logiciel du transmetteur. Par ailleurs, la figure 10 précise le détail des différentes routines le composant.

Ces différentes routines s'appellent mutuellement au moyen d'instructions CALL, ce qui simplifie autant le programme que le recours à la fonction GOSUB du Basic, mais

exige la présence de RAM pour abriter la pile machine.

La première routine à être appelée est celle de **temporisation**: pour l'utiliser, on charge dans le registre B une valeur comprise entre 1 et 255, qui représente la durée choisie (la correspondance exacte dépend de la fréquence précise du quartz équipant la carte, mais avec un cristal de 2,5 MHz environ, on peut compter sur une seconde par unité chargée dans le registre B). Cela fait, il suffit de faire un CALL 8270 pour exécuter la temporisation (bouclage de programme pendant la durée choisie).

Cette routine sert d'abord à maintenir collé le relais de ligne pendant un temps suffisant pour que l'obtention de la tonalité puisse être considérée comme très probable. A ce moment, on charge dans B le premier chiffre du numéro à composer, puis on appelle la routine de numérotation par un CALL 8284. Cette routine fait battre le relais de ligne un nombre de fois égal au contenu de B, suivant le rapport cyclique normalisé 33/66 ms. Après une pause de séparation des chiffres, le programme passe au chiffre suivant.

En fin de numérotation, un CALL 8321 lance la routine d'attente dont le rôle est double: d'une part, laisser à l'appel le temps d'aboutir avec un nombre raisonnable de coups de sonnerie, et d'autre part l'envoi en ligne d'une tonalité hâchée caractéristique, ne risquant pas d'être confondue avec autre chose. L'émission régulière de la fréquence de 2 kHz est confiée à une routine nommée « tonalité », appelée depuis la routine d'attente par des CALL 8369.

Le second volet de la routine d'attente se situe après la libération de la ligne: un certain laps de temps est prévu pour permettre au destinataire de l'appel d'appeler à son tour le transmetteur. Ce faisant, la sonnerie qui en résulte est détectée au niveau de l'entrée 0, ce qui rend immédiatement active la sortie prévue pour la remise à zéro de la cen-

NOM de la routine	Adresse décimale réelle	Adresse décimale ZX81	Adresse hexa. ZX81
1 ^{er} numéro	0	8192	2000
2 ^e numéro	42	8234	202A
Temporisation	78	8270	204E
Numérotation	92	8284	205C
Attente	129	8321	2081
Tonalité	177	8369	20B1

trale d'alarme. Cela fait, le microprocesseur s'arrête par exécution d'un Halt.

A défaut de cet appel en retour, le programme passe au numéro suivant, et tout le cycle recommence.

Ceux de nos lecteurs qui ne souhaiteront programmer que deux numéros à six chiffres (cas le plus fréquent, Paris n'étant pas la France!), n'auront pas à retoucher ce programme, mais seulement à y insérer les douze octets aux endroits prévus.

La programmation d'un seul numéro à sept chiffres ne posera pas non plus de problèmes: il subsistera seulement un petit espace inutilisé à la suite. Celui-ci pourrait au besoin servir à loger le préfixe 16, la pause d'attente de la tonalité interurbaine, et l'indicatif départemental d'un numéro à longue distance.

Cependant, la capacité de la 2716 pourrait permettre la programmation d'un nombre considérable de numéros de toutes les longueurs. Il faudrait alors décaler d'autant vers la fin toutes les routines logées après les numéros. Cela implique seulement un renumérotage des CALL d'après la nouvelle position de chaque routine. En effet, les autres sauts, relatifs, sont tous relogables,

et le seul saut absolu renvoie au début du programme (JP8192), et n'a donc pas à être modifié.

La souplesse de la solution micro-informatique apparaît ici de façon éclatante, puisqu'un même circuit peut servir à composer des numéros de téléphone en nombre à peu près quelconque, selon des modalités très diverses, par de simples modifications de logiciel.

Un changement instantané de programmation (par exemple en période de vacances ou de week-end) pourrait s'effectuer par simple enfichage d'une autre EPROM!

Nous espérons que cet exemple simple quoique performant aura su convaincre nos lecteurs des avantages que présente dans ce genre de cas la solution « microprocesseur ».

N'en déduisons toutefois pas qu'il s'agit là de la panacée! Bien des domaines restent encore exclus du champ d'action de la microinformatique, pour des raisons de rapidité, de rentabilité, d'encombrement, et bien d'autres encore.

Si les temps sont encore loin, où l'on pourra remplacer n'importe quel circuit intégré spécifique par un microprocesseur programmé comme il convient, il faut être conscient que le domaine de l'appli-

cation de ces techniques s'élargit de jour en jour. Profitons en donc dès maintenant!

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R ₁ : 680 Ω	R ₅ : 1 k Ω
R ₂ : 680 Ω	R ₆ : 1 k Ω
R ₃ : 1 k Ω	R ₇ : 220 k Ω
R ₄ : 1 k Ω	

Condensateurs

C ₁ : 100 μ F 63 V	C ₅ : 10 nF
C ₂ : 10 μ F 63 V	C ₆ : 1 μ F 63 V
C ₃ : 10 nF	C ₇ : 10 nF
C ₄ : 220 pF	C ₈ : 10 nF

Circuits intégrés

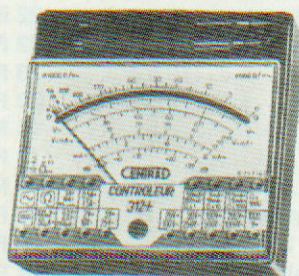
CI ₁ : Z80 CPU	CI ₈ : 74 LS 240 ou
CI ₂ : MM 2716	74 LS 244 (texte)
CI ₃ : 7805	CI ₉ : 74 LS 20
CI ₄ : MM 2114	CI ₁₀ : 74 LS 04
CI ₅ : MM 2114	CI ₁₁ : 74 LS 30
CI ₆ : 74 LS 00	CI ₁₂ : 74 LS 75
CI ₇ : 74 LS 00	CI ₁₃ : 74 LS 75

Divers

1 quartz 2,5 MHz environ
1 connecteur 17 broches Socapex
1 refroidisseur pour 7805
Supports de CI

CENTRAD FAIT TOUJOURS PLUS ...

NOUVEAU 312+
SYNTHÈSE DU 310 ET DU 312 !
" Le petit GEANT "



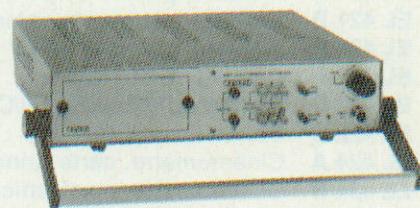
20.000 Ω /V
40 gammes de mesure
Dim. : 103 x 103 x 38

NOUVEAU FREQUENCEMETRE 346



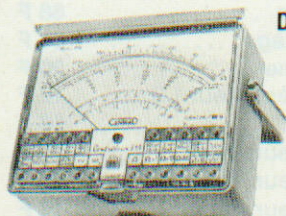
0,1 Hz à 600 MHz
Option autonome
Dim. : 250 x 80 x 300

MIRE SECAM UHF 886

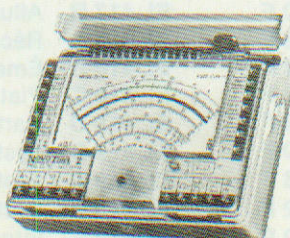


Barres normalisées
Grille de convergences
Echelle de gris - Pureté

**DEPUIS 15 ANS
LE 819**

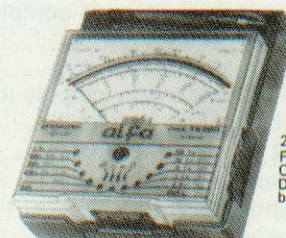


20.000 Ω /V
80 gammes de mesure



TS 141
20.000 Ω /V
TS 161
40.000 Ω /V

Doublage de gammes
verrouillable
Cordons sous la main



TS 250

20.000 Ω /V
Fiches de 4 mm
Commutateur rotatif
Dispositif de protection
breveté

CENTRAD

59, avenue des Romains - 74000 ANNECY - FRANCE - TEL (50) 57-29-86 + TELEX CENTRAD 385234 F

(documentation sur demande contre 5 Francs en timbres)

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

- 1) difficulté de reproduction,
- 2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de

façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

De même, pour ne pas contraindre nos amis revendeurs spécialisés à tenir en stock toutes les références mentionnées, nous supprimons le réseau de distribution.

Ces circuits sont disponibles auprès des professionnels qui en font la demande et à notre rédaction (par courrier uniquement).

Dans le deuxième cas, se conformer aux indications portées sur la carte de commande insérée dans l'encart « fiches ».

Circuits imprimés de ce numéro :

Références	Article	Prix estimatif
EL 427 A	Carte de transc. (TV-SDA210)	60 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ. ...	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation	30 F
EL 427 D	Commutateur bicourbe Ampli de synch.	16 F
EL 427 E	Carte μ Z80	68 F

Circuits imprimés des cinq numéros précédents :

Références	Article	Prix estimatif
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 E	Alimentation, Platine TV	64 F
EL 422 F	Chenillard musical	54 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 423 C	Convertisseur 12/220 V	42 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 C	Programmation d'Eprom, carte 1	150 F
EL 424 D	Programmation d'Eprom, carte 2	140 F
EL 424 E	Programmation d'Eprom, carte alim.	72 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte affi. .	36 F
EL 424 G	Récepteur RC	18 F
EL 425 A	Générateur de sons complexes	30 F
EL 425 B	Connecteur	16 F
EL 425 C	Rx 41 MHz à synthèse	42 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 425 F	CR 80, carte horloge	50 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F
EL 426 C	Platine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	18 F

Certains circuits imprimés de réalisations antérieures aux six derniers numéros sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction.

Ces références sont les suivantes :

Références	Article	Prix estimatif
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	26 F
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 B	Voltmètre digital (convertisseur A/D)	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	22 F
EL 412 F	Alimentation C.B.	22 F
EL 414 B	RIAA 2310	28 F
EL 414 C	RIAA FET	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation + ...	18 F
EL 414 G	Alimentation -	18 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	16 F
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	24 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	20 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 417 B	Allumage électronique	68 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 B	Émetteur I.R. pour tuner	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ..	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	56 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 419 E	Interphone moto	30 F
EL 420 A	Petite boîte rigolote	28 F
EL 420 C	Voltmètre auto	10 F

Les autotransformateurs variables et leurs utilisations en électronique

En Europe, donc en France en particulier, les réseaux électriques monophasés délivrent une tension alternative sinusoïdale à la fréquence de 50 Hz, et sous 220 volts efficaces (les quelques rares zones alimentées en 110 volts sont en voie de disparition).

Pour différentes raisons, et notamment à cause des variations de charge aux différentes heures de la journée, cette tension varie malheureusement dans d'importantes proportions. En certains endroits, il n'est pas rare de constater des fluctuations de $\pm 10\%$, parfois même plus.

Les appareils électroniques recevant leur énergie du secteur, subissent ces variations. Il est intéressant de connaître leurs incidences sur le fonctionnement, en reproduisant en laboratoire les fluctuations possibles. On y parvient facilement par l'utilisation des autotransformateurs variables, parfois appelés alternostats.

Du transformateur à l'autotransformateur

Le fonctionnement de tout transformateur repose sur l'induction mutuelle de deux enroulements disposés sur un même circuit magnétique (des empilements de tôles, pour les fréquences industrielles). La bobine B_1 , qui reçoit l'énergie (figure 1), comporte n_1 spires : elle constitue le primaire du transformateur. Le secondaire, qui alimente la charge, est formé d'une autre bobine B_2 , de n_2 spires.

Nous ne rappellerons que brièvement les propriétés élémentaires du transformateur, liant les tensions U_1 et U_2 ainsi que les courants I_1 et I_2 au primaire et au secondaire respectivement. Elles se traduisent par les relations :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

et

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

en faisant abstraction des conventions de signe.

Dans un transformateur classique, les deux enroulements B_1 et B_2 sont distincts, et galvaniquement isolés l'un de l'autre. On peut cependant

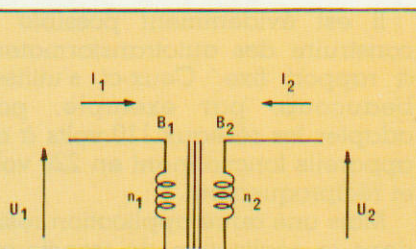


Figure 1

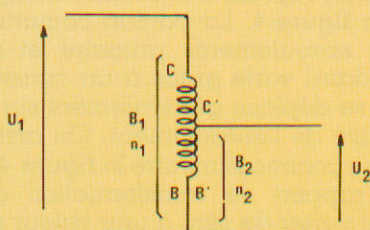


Figure 2

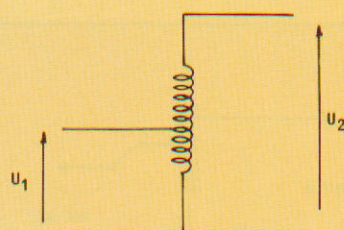


Figure 3

concevoir un transformateur où ces enroulements comportent une partie commune, comme le schématise la figure 2. Pour passer de la configuration de la figure 1 à celle de la figure 2, il suffirait (théoriquement !) de souder ensemble toutes les spires $B'C'$ du secondaire, à toutes les spires (en même nombre) de la section BC du primaire.

Le résultat (figure 2) constitue un autotransformateur, de rapport de transformation :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n_2}{n_1}$$

Cet appareil peut travailler en abaisseur de tension, comme dans le cas de la figure 2, mais aussi en élévateur, ainsi que le montre la figure 3.

Une propriété importante des autotransformateurs

Dans un transformateur, les lois de l'électromagnétisme montrent que les courants primaire I_1 et secondaire I_2 sont en opposition de phase, du moins approximativement pour le cas pratique.



Si on applique cette constatation au cas de l'autotransformateur de la figure 2, on en déduit que, dans la portion BC commune au primaire et au secondaire, circule un courant d'intensité :

$$I = I_2 - I_1$$

Comme l'autotransformateur transmet, si on néglige les pertes, la puissance :

$$P_t = U_1 I_1 = U_2 I_2$$

dite puissance traversante, il ne supporte que la puissance :

$$P_d = (U_1 - U_2) I_1 = U_2 (I_2 - I_1)$$

Cette dernière, qui fixe les dimensions et la masse de l'appareil (donc son prix !), est dite « puissance de dimensionnement ».

On voit donc que, à puissance traversante égale, l'autotransformateur est plus économique que le transformateur isolé.

Avantages et inconvénients de l'autotransformateur

Au rang des avantages, on peut citer, d'abord, celui que nous venons d'évoquer : par sa puissance de dimensionnement, l'autotransformateur se montre plus économique que le transformateur isolé. Cette supériorité est d'autant plus marquée que le rapport de transformation se rapproche de l'unité, comme on peut le déduire du rapport :

$$\frac{S_t}{S_d} = \frac{U_1 I_1}{(U_1 - U_2) I_1} = \frac{1}{1 - U_2/U_1}$$

Un autre avantage réside dans le rendement. En effet, si on considère deux transformateurs de même dimension, qui travaillent dans les mêmes conditions d'induction B et de densité de courant J , ils présentent les mêmes pertes dans le fer, et les mêmes pertes dans le cuivre. Mais celles-ci correspondent, dans l'autotransformateur, à une plus grande puissance traversante, pour la même puissance de dimensionnement, donc à un rendement supérieur.

Au rang des inconvénients, apparaît, d'abord, l'évidente absence d'isolement entre le primaire et le secondaire : il est superflu d'en développer les conséquences. Par ailleurs, on note un fort courant de court-circuit, dû à la faible chute de tension.

Les alternostats

Il est évidemment possible de construire des autotransformateurs à rapport fixe. Ceux-ci s'utilisent beaucoup, par exemple, pour adapter les réseaux 110 volts à des appareils fonctionnant en 220 volts, et réciproquement.

Mais une autre application réside dans la réalisation de transformateurs à rapport continûment variables : ce sont les alternostats, que nous citons dans l'introduction.

Schématiquement, un alternostat peut se représenter comme indiqué à la figure 4. La portion commune aux enroulements primaire et secondaire varie grâce à un curseur, qui se déplace généralement sur la totalité de l'enroulement. On arrive ainsi, comme le montre la figure 4, à un rapport de transformation qui peut varier de zéro à une valeur supérieure à l'unité. Ainsi, pour une tension primaire de 220 volts, on disposera souvent d'un secondaire allant de zéro à 250 volts.

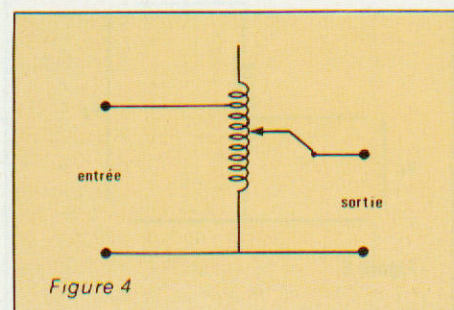


Figure 4

Dans un alternostat, le circuit magnétique affecte la forme d'un tore sur lequel on bobine, à spires jointives, une seule couche de fil émaillé. Une fois le bobinage terminé, on dénude le fil à chaque spire, sur le sommet de la couronne. Un balai frotteur, entraîné par un bouton rotatif, commande la tension de sortie. Les photographies jointes, mieux que des discours, illustrent les différents aspects d'une telle réalisation.

Applications des alternostats

Nous pourrions en trouver d'innombrables exemples : limitons-nous à ceux qui intéressent directement l'électronicien. Nous nous appuierons, pour cela, sur deux cas particuliers.

Les amplificateurs de puissance, destinés à la sonorisation, ne comportent qu'exceptionnellement une alimentation stabilisée. Le plus souvent, la tension continue nécessaire à leur fonctionnement, ne leur est fournie que par un redressement suivi d'un filtrage. Elle dépend donc de la tension primaire prélevée sur le secteur. Or, la puissance réellement délivrée, toutes autres conditions égales (taux de distorsion par exemple), varie avec la tension d'alimentation. Un banc d'essai complet d'amplificateurs devrait donc établir la correspondance entre ces deux paramètres : c'est chose facile, quand on dispose d'un alternostat.

Le deuxième exemple que nous citerons, est celui des alimentations stabilisées. On distingue, dans celles-ci, le taux de régulation aval, relatif aux variations de la charge, et le taux de régulation amont, qui traduit la relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée non stabilisée. La mesure de cette dernière caractéristique devient facile, là encore, quand on dispose d'un alternostat.

Exemples d'autotransformateurs commercialisés

La firme INTELECSA construit toute une gamme d'autotransformateurs, de différentes puissances, et prévus pour plusieurs tensions primaires, ainsi que pour une plage plus ou moins étendue de tensions secondaires.

Tous ces appareils, comme le montrent nos photographies, sont logés dans un coffret parallélépipédique, réunissant, en face avant, la commande de tension, les bornes d'entrée et celles de sortie, ainsi que le fusible de protection. On choisira, pour ce dernier, un modèle à fusion retardée.

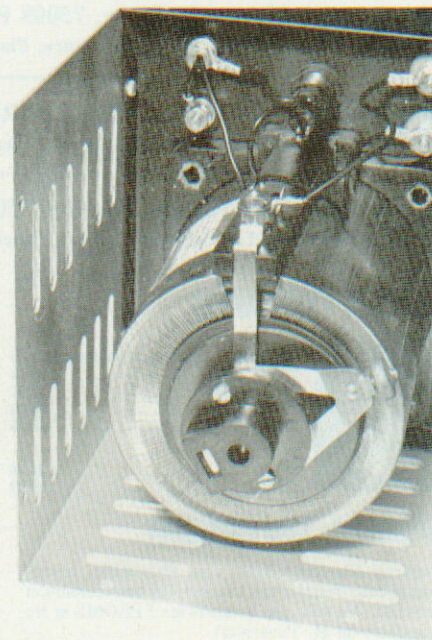
Le tableau ci-dessous donne la liste des modèles disponibles, avec

leurs caractéristiques principales. Ces matériels sont distribués, en France, par I.E.D., 15, rue de Rocroy, 75010 Paris. (Tél. : 246.29.78).

Conclusion

Considéré à tort comme un simple accessoire domestique, l'autotrans-

Type	VA	Tension primaire V	Tension de sortie V	Intensité A	Masse Kg
TR ₂ - 127 TR ₂ - 220 TR ₂ - 250	120	127 220 220	0-127 0-220 0-250	0,95 0,55 0,45	0,7
TR ₃ - 127 TR ₃ - 220 TR ₃ - 250	165	127 220 220	0-127 0-220 0-250	1,30 0,75 0,65	1,0
TR ₄ - 127 TR ₄ - 220 TR ₄ - 250 TR ₄ - 380	220	127 220 220 380	0-127 0-220 0-250 0-380	1,75 1,— 0,85 0,60	1,4
TR ₅ - 127 TR ₅ - 220 TR ₅ - 250 TR ₅ - 380	350	127 220 220 380	0-127 0-220 0-250 0-380	2,75 1,60 1,40 0,90	1,8
TR ₆ - 127 TR ₆ - 220 TR ₆ - 250 TR ₆ - 380	550	127 220 220 380	0-127 0-220 0-250 0-380	4,30 2,50 2,20 1,45	2,2

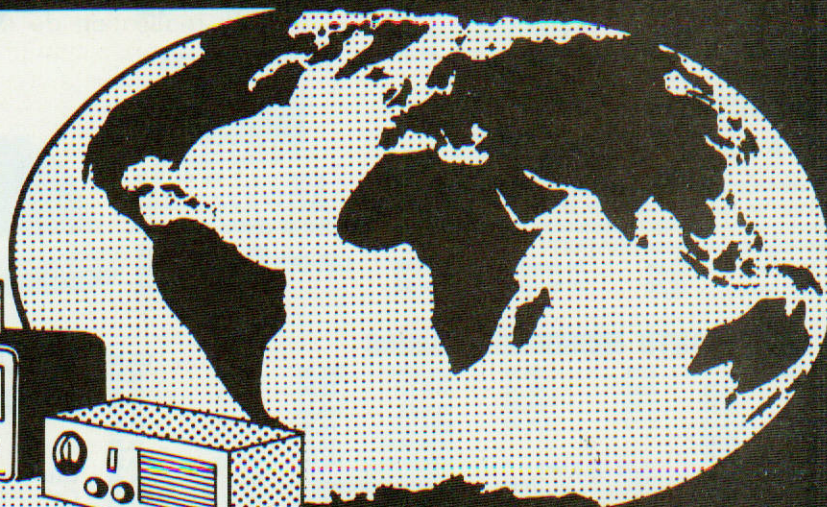


On distingue, sur cette vue prise de l'arrière, le circuit magnétique en forme de tore, recouvert de son bobinage. Entraîné par l'axe de commande, le curseur, terminé par une roulette conductrice, se déplace sur la zone dénudée des fils.

formateur, sous sa forme évoluée d'alternostat, apparaît comme un élément important du laboratoire d'électronique. Il serait d'autant plus dommage de s'en passer, que ses qualités de rendement lui confèrent un attrait non négligeable : son faible coût.

R. RATEAU

ECOUTEZ LE MONDE...



devenez un RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs
tout en vous instruisant
Notre cours fera de vous
un émetteur radio passionné
et qualifié

Préparation à l'examen des P.T.T.

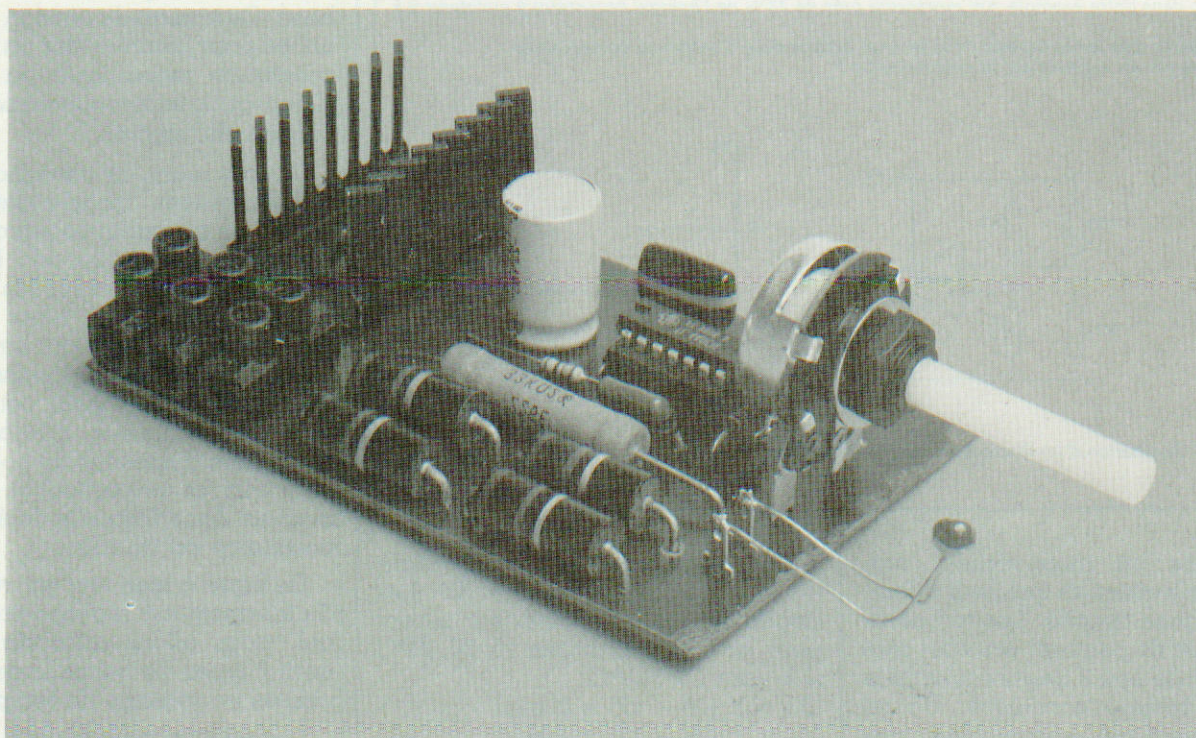
GRATUIT ! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon
à **DINARDTECHNIQUE ELECTRONIQUE** Enseignement privé par correspondance
35801 DINARD BP 42
NOM (majuscules S.V.P.) _____
ADRESSE _____

Thermostat à réglage proportionnel pour radiateur électrique



Ce thermostat fait partie de la série de montages que l'on peut classer dans la rubrique amélioration de la vie quotidienne et économie d'énergie. Grâce au principe de régulation adopté, il permet en effet d'obtenir un confort accru par une meilleure stabilisation de la température du local pour lequel il est destiné. La faible variation de température du local entraîne de ce fait une baisse très sensible de la consommation en énergie par rapport aux systèmes de conception différente.

Les performances de ce thermostat sont dues à un seul circuit intégré, le TL 440 qui, associé à quelques composants très courants, commande un triac dont les caractéristiques devront être en rapport avec le radiateur qu'il pilote.



Etude de différents systèmes de régulation pour chauffage électrique

L'un des premiers dispositifs utilisés pour réguler l'apport de calories d'un radiateur électrique est le bi-

lame. Ce dispositif mécanique est constitué de deux métaux de nature différente, donc de coefficients de dilatation eux aussi différents comme le montre la figure 1. Pour une température θ_1 basse, les 2 métaux ont la même longueur l . Pour une température θ_2 plus élevée, le métal M_1 se dilatant plus que le métal M_2 et les deux extrémités A et B étant

fixes, le bilame va prendre une forme bombée. Le contact C étant fixe, nous allons obtenir pour la température θ_1 un circuit électrique fermé et pour θ_2 un circuit électrique ouvert. Ces deux états sont utilisés pour autoriser ou non le passage du courant électrique dans le radiateur.

Ce système est très simple et fonctionne encore de nos jours. Il a

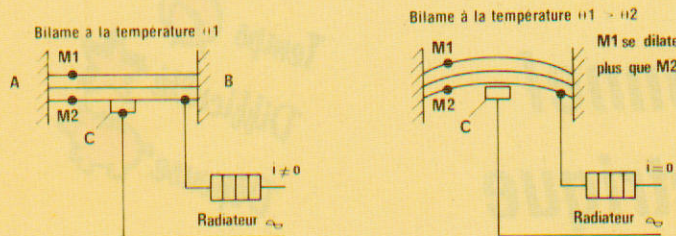


Figure 1 - Utilisation d'un bilame pour réguler le chauffage.

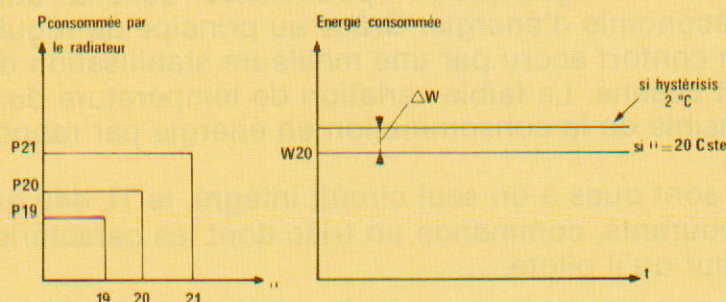


Figure 2 - ΔW représente le surcroît de consommation par rapport à 1 système à température constante dans notre exemple ΔW représente près de 25 % de l'énergie nécessaire à maintenir θ à 20 °C.

— l'hystérésis très faible dépend de la tension différentielle d'entrée du comparateur,
— θ référence est réglable par le potentiomètre P.

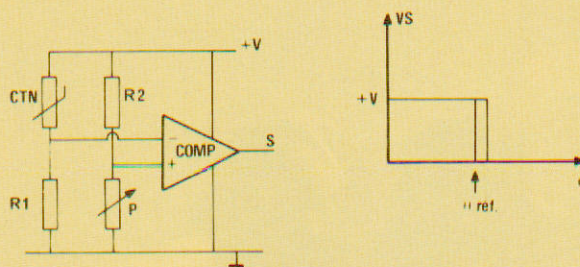


Figure 3 - Réalisation d'un thermostat électronique utilisant une CTN.

néanmoins un inconvénient majeur : une hystérésis qui peut atteindre quelques degrés. Les températures θ_1 et θ_2 peuvent en effet être éloignées de 2 ou 3 degrés suivant le type de bilame considéré. Un tel fonctionnement occasionne des pertes importantes comme nous allons le voir. Si nous appelons θ_0 la température extérieure au local chauffé, les pertes en calories entre le local et l'extérieur sont exprimées par $Q = k (\theta - \theta_0)$ où θ est la température du local et k une constante dépendant des matériaux entrant dans la constitution des murs du local, de leur surface, etc...

Pour une température du local souhaitée de 20°, une température extérieure de 17° et un hystérésis de

$\pm 1^\circ\text{C}$, nous verrons la température du local osciller entre 19 et 21°. Les déperditions avec l'extérieur seront pour les 3 températures 19, 20, 21°C si k vaut 1 kcal/°C :

$$Q_{19} = K (19 - 17) = 2 \text{ kcal}$$

$$Q_{20} = K (20 - 17) = 3 \text{ kcal}$$

$$Q_{21} = K (21 - 17) = 4 \text{ kcal}$$

Si la température du local reste à 20°C, les pertes valent donc 3 kcal. Les pertes relatives à cette température valent donc $2 \text{ K}/3 \text{ K}$ soit 66 % pour 19° et $4 \text{ K}/3 \text{ K} = 133 \%$ pour 21°.

On voit par ces résultats numériques que les pertes correspondant à un dépassement de 1°C de la température de consigne, sont le double de celles correspondant à un défaut de 1°C par rapport à cette même consi-

gne. Il en résulte donc une consommation accrue et un coût supérieur comme le montre la figure 2.

Pour diminuer, autant que faire se peut, les pertes dues à l'hystérésis, il faut donc réduire celle-ci. L'utilisation de comparateurs électroniques permet d'atteindre des valeurs d'hystérésis aussi faibles que possible. Pour éviter les phénomènes d'oscillations, celle-ci doit cependant être maintenue à une valeur raisonnable. Pour ces dispositifs, les capteurs thermiques sont alors des thermistances CTN ou CTP (résistances à coefficient de température négatif ou positif). Pour les CTN, la valeur de la résistance diminue lorsque la température augmente alors que pour les CTP, elle augmente quand la température augmente.

La figure 3 montre un exemple de réalisation de thermostat utilisant une CTN et un comparateur à seuil réglable. Lorsque la température du local est inférieure à la température de consigne θ_{ref} (ajustable par P), la sortie du comparateur est à l'état haut. Ce niveau de tension peut être utilisé pour commander un relais de puissance mécanique ou statique (Triac) qui commandera à son tour la charge chauffante.

De nos jours, la tendance est au remplacement quasi-systématique des relais mécaniques par des relais électroniques (statiques) : les triacs, dont les temps de réponses sont nettement inférieurs à leurs homologues mécaniques et qui ne nécessitent qu'une très faible puissance de commande. C'est pour cette raison que de nombreux fabricants ont conçu des dispositifs de commande pour triac et en particulier des thermostats dans lesquels l'élément de puissance est un triac.

De façon à bien voir les avantages du thermostat à réglage proportionnel, nous allons analyser maintenant 2 types de commande de triac utilisés en réglage de température.

Lorsque la température du local est égale à la température de consigne, il n'est plus nécessaire de faire fonctionner le radiateur à pleine puissance. Il suffit en effet que celui-ci délivre une quantité de calories égale à celle qui est perdue par unité de temps avec l'extérieur. Pour que la température du local reste constante, il faut que cet apport d'énergie soit continu de manière à éviter les hausses et les baisses anormales dont nous avons vu les effets néfastes sur la consommation.

La réduction de puissance du radiateur est obtenue en limitant la tension d'alimentation de celui-ci par l'un des 2 procédés décrits à la figure 4. Dans le procédé A, chaque alternance du secteur est amputée d'une même quantité ce qui diminue la valeur efficace de la tension appliquée au radiateur. Dans le procédé B, le résultat obtenu est le même mais en supprimant un pourcentage d'alternances entières, et ce de façon cyclique. Si l'on a supprimé p alternances sur n du secteur, la tension efficace appliquée au radiateur dépend dans ce cas du rapport p/n .

Sur le plan théorique, les résultats sont identiques quant à la variation de puissance obtenue pour le radiateur. Le procédé A a un inconvénient majeur par rapport au procédé B: il génère à chaque alternance des parasites résultant de la brusque variation du courant dans la charge aux instants de commutation. Pour des charges de faible valeur, ces parasites peuvent être atténués voire éliminés par des filtres appropriés. Par contre, pour des charges dépassant le kW, le coût des filtres et les difficultés de réalisation sont tels qu'il vaut mieux abandonner la solution correspondant au cas A. Le thermostat réalisé avec le TL 440 utilise le procédé B.

Etude du TL 440 : le thermostat à réglage proportionnel

Ce circuit intégré qui se présente en boîtier dual in line à 14 pattes renferme de nombreuses fonctions, citons entre autres : une alimentation stabilisée interne, un circuit détecteur de zéro, un amplificateur différentiel, deux générateurs de dents de scie et une logique de commande qui gère la sortie des impulsions appliquées à la gâchette du triac (voir figure 5).

La tension secteur est abaissée à une valeur compatible avec le TL 440 par une résistance de 10 k Ω 5 W (R_1). Le redressement monoalternance est assuré par une diode de type 1N4007. La tension ainsi obtenue est appliquée à la patte 2. Le 2^e fil secteur est pour sa part réuni à la patte 1. La tension stabilisée par 2 diodes zener, internes au TL 440, est disponible entre la patte 4 et la patte 1. Un condensateur externe C_3 filtre cette tension. Remarquons que

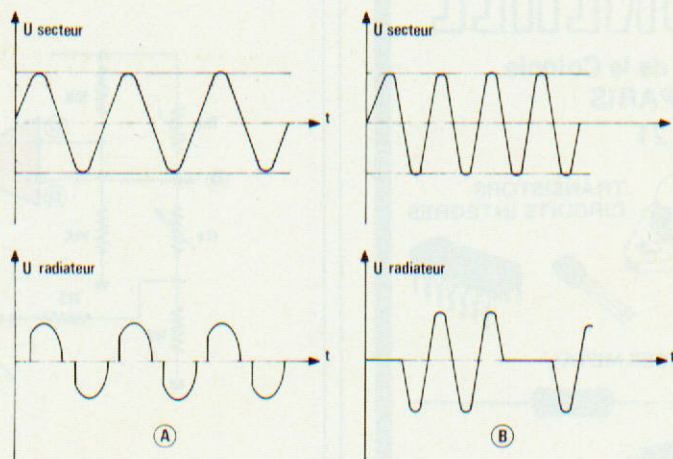


Figure 4 - Réduction de la puissance du radiateur.

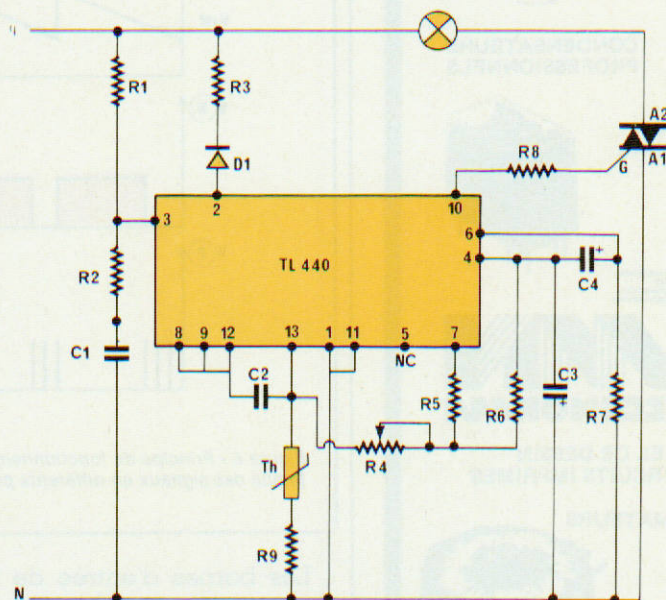


Figure 5 - Schéma de principe du régulateur de chauffage à réglage proportionnel.

V_4-V_1 est négative. Nous avons trouvé pour notre part environ 10 volts continus entre les pattes 1 et 4.

C'est à la patte 3 que doit être envoyée la tension secteur pour obtenir la détection des passages à zéro de chaque alternance. La valeur de la résistance R_1 agit sur la largeur des impulsions de gâchette. Pour $R_1 = 33$ k Ω (5 W), les impulsions ont une durée de 100 μ s alors que pour $R_1 = 82$ k Ω (5 W), ces mêmes impulsions voient leur durée passer à 250 μ s. Pour les triacs au déclenchement réticent, on pourra donc prendre $R_1 = 82$ k Ω puisque l'énergie appliquée à la gâchette dépend de la durée des impulsions.

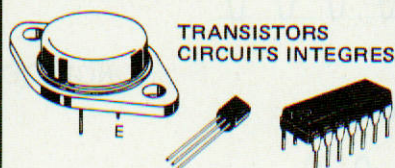
La patte 5 est utilisable comme

commande d'arrêt. C'est elle qui bloque la sortie des impulsions lorsqu'on la réunit à la patte 1. Si cette même entrée est réunie à la patte 4, il se forme une impulsion à chaque passage par zéro de la tension secteur sans prise en compte des données du capteur. Pour notre application, la patte 5 est laissée libre.

Les composants R_7 , C_4 disposés entre les pattes 4-6-1 réalisent un générateur de dents de scie. Le condensateur C_4 qui se trouve branché entre les pattes 4 et 6 est court-circuité au bout d'un nombre entier de périodes secteur. Ce nombre peut varier entre 10 et 75 et dépend des éléments R_7 et C_4 . Avec les valeurs adoptées sur le schéma $R_7 = 82$ k Ω , $C_4 = 12,5$ μ F, on obtient $n \approx 50$.

SONEREL

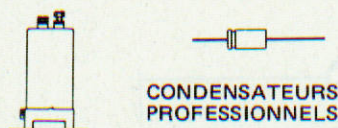
33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21



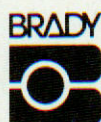
TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRES
RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET
CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

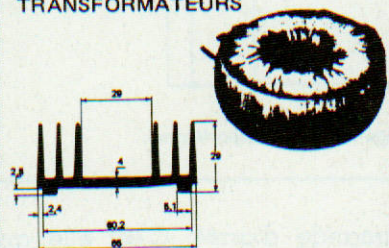


RELAIS
NATIONAL



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

Réalisation

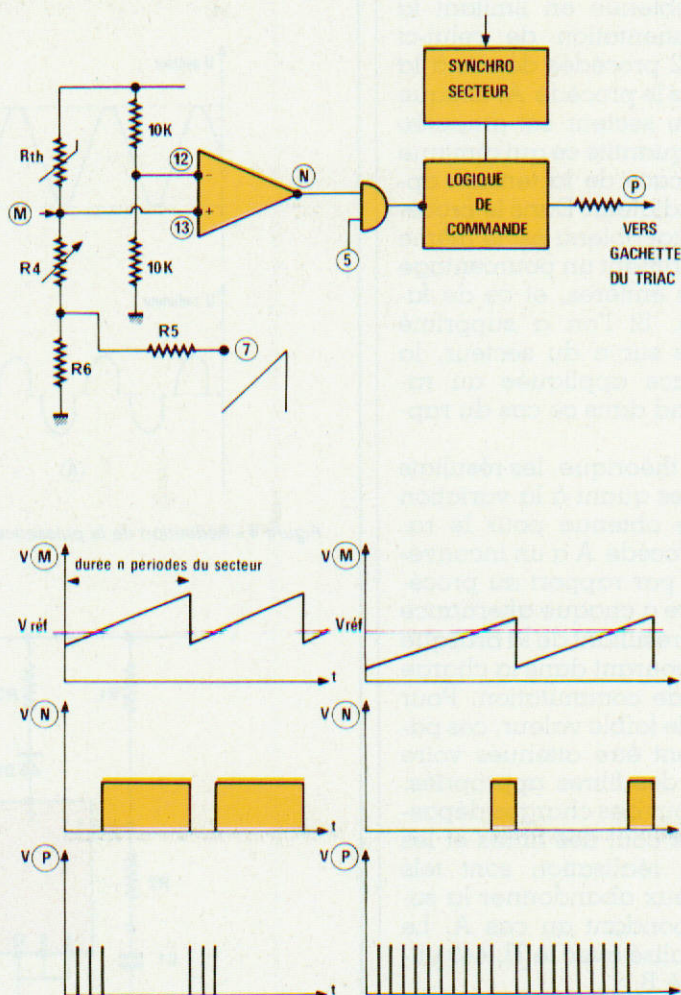


Figure 6 - Principe de fonctionnement du générateur d'impulsions de gâchette et diagramme des temps des signaux en différents points du montage.

Les bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel sont accessibles aux pattes 12 et 13. Deux résistances internes au TL 440 de valeur $10\text{ k}\Omega$ fixent le seuil de référence patte 12 (entrée inverseuse) à la moitié de la tension stabilisée. La borne 13 reçoit pour sa part la tension disponible entre les 2 éléments R_{th} et R_4 additionnée à la dent de scie générée à la patte 6 et ramenée par les résistances R_5 et R_6 (via la patte 7). Cette astucieuse combinaison permet d'obtenir à partir d'une dent de scie de pente et de durée fixe, un basculement de l'amplificateur opérationnel qui dépendra de la valeur de la température du local. Lorsque la température est élevée, la tension continue appliquée patte 13 est élevée et l'instant de basculement de l'AOP est très proche du départ de la dent de scie ; un nombre très faible d'impulsions de gâchette est généré. Par contre, lorsque la température est basse,

la tension continue appliquée patte 13 est faible et l'instant de basculement de l'AOP est rejeté vers la fin de la dent de scie. Le nombre des impulsions de gâchette appliquées au triac est élevé. Les puissances appliquées au radiateur varient donc en raison inverse de la température du local d'où la stabilisation de la température.

La figure 6 pourra servir de support visuel aux explications ci-dessus. La sortie des impulsions de gâchette s'effectue sur la patte 10. Une résistance R_8 de $12\text{ }\Omega$ limite l'intensité appliquée à la gâchette du triac. La plage de réglage en température peut être modifiée par action sur R_4 , seul élément variable de ce montage.

Réalisation pratique

Les différents éléments de ce montage ont été rassemblés sur un

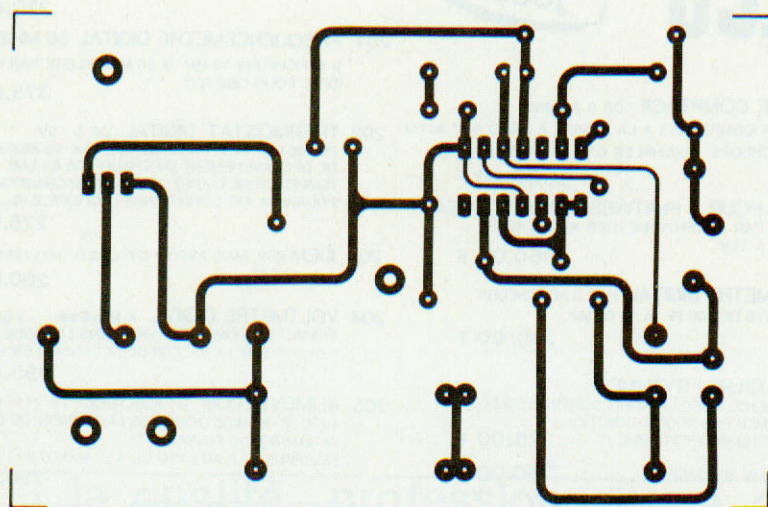


Figure 7 - Circuit imprimé, échelle 1, côté cuivre.

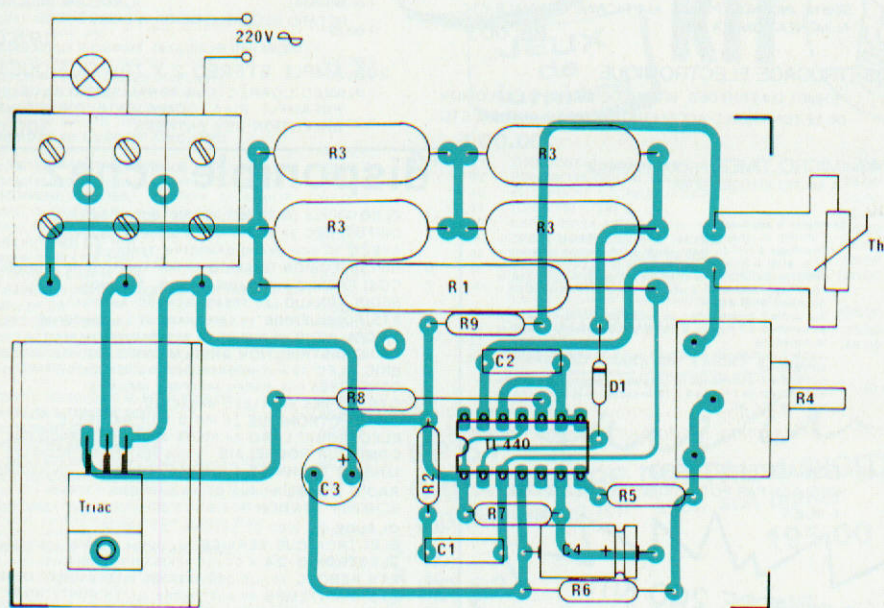


Figure 8 - Implantation des composants sur le circuit imprimé.

circuit imprimé dont le schéma est donné à la figure 7. L'implantation des composants sur ce circuit imprimé est donnée à la figure 8. Le triac est monté sur un radiateur car pour des courants de quelques ampères, la puissance qu'il dissipe n'est pas négligeable. La résistance R_3 qui alimente le circuit intégré en alternatif sinusoïdal a été réalisée avec 4 résistances de $10\text{ k}\Omega/2\text{ W}$ (association série-parallèle de valeur $10\text{ k}\Omega$), ce qui correspond à une dissipation maximum de 8 W. La surface de rayonnement est accrue par rapport à celle d'une résistance unique pouvant dissiper 5 W ce qui permet de prolonger la durée de vie

de ce composant et d'abaisser sa température de fonctionnement.

Le TL 440 pourra ou non être fixé sur un support à 14 pattes. L'accès au secteur s'effectue (de même que pour la charge) par dominos de diamètre $2,5\text{ mm}^2$ reliés aux pistes cuivrées par du fil de diamètre $1,5\text{ mm}^2$ ou $2,5\text{ mm}^2$ suivant la puissance à commander.

Aucun coffret n'a été prévu pour ce montage, car, compte tenu de ses faibles dimensions, il est possible de l'insérer directement dans le radiateur qu'il pilote. Le secteur étant présent en de nombreux points du circuit imprimé, il conviendra de s'assurer de l'isolement de celui-ci par

rapport au radiateur lui-même. La thermistance sera reliée au montage par 2 fils isolés et placée en un endroit convenant à la mesure de température, c'est-à-dire dans un endroit pas trop ventilé ou encore pas trop soumis au chauffage donc pas au-dessus du radiateur lui-même.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

R_1 : $33\text{ k}\Omega$, 5 W
 R_2 : $1\text{ k}\Omega$, 1/4 W
 R_3 : $4 \times 10\text{ k}\Omega$, 2 W
 R_4 : potentiomètre $10\text{ k}\Omega$
 R_5 : $8,2\text{ k}\Omega$, 1/4 W
 R_6 : $2,2\text{ k}\Omega$, 1/4 W
 R_7 : $82\text{ k}\Omega$, 1/4 W
 R_8 : $12\text{ }\Omega$, 1/4 W
 R_9 : $4,7\text{ k}\Omega$ si thermistance de $4,7\text{ k}\Omega$
 ou strap si thermistance de $8\text{ k}\Omega$

Condensateurs

C_1 : 220 nF
 C_2 : $0,1\text{ }\mu\text{F}$
 C_3 : $220\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$
 C_4 : $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$

Divers

IC_1 : TL 440 CN
 D_1 : 1N4007
 Triac : TIC 226D pour charge jusqu'à 6 A maxi (1 200 W en 220 V)
 Thermistance CTN $8\text{ k}\Omega$ ou $4,7\text{ k}\Omega$
 1 radiateur pour triac
 3 dominos $\varnothing 2,5\text{ mm}^2$ ou plus suivant charge
 1 support circuit intégré 14 pattes

Attention: Comme pour tous les montages reliés directement au secteur, outre les précautions de manipulation indispensables, il faut veiller, si l'on procède à quelques mesures sur le circuit, à utiliser des appareils (notamment oscilloscopes) eux-mêmes isolés du secteur et de la terre au niveau des circuits.